

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

**KOMPENZACE KMITOČTOVÝCH CHARAKTERISTIK
REPRODUKTORŮ PRO ŠIRŠÍ POSLECHOVÉ POLE**

COMPENSATION OF LOUDSPEAKER FREQUENCY RESPONSE FOR A WIDER LISTENING AREA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Šimon Beránek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková produkce a nahrávání
Ústav telekomunikací

Student: Šimon Beránek

ID: 212549

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Kompensace kmitočtových charakteristik reproduktorů pro širší poslechové pole

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku měření impulsové odezvy reproduktoru v uzavřeném poslechovém prostoru pro kompenzaci kmitočtové charakteristiky reproduktoru. Soustřeďte se na vliv vzájemné pozice posluchače a reproduktorů na kmitočtovou odezvu v místě poslechu. Proveďte několik měření impulsové odezvy několika prostorů v různých místech a v prostředí Matlab vyzkoušejte různé metody získání průměrné kmitočtové odezvy pro kompenzaci kmitočtové charakteristiky prostoru v širším poslechovém poli. Metody porovnejte pomocí jednoduchého subjektivního poslechového testu a pomocí vámi zvolených objektivních parametrů. Porovnejte známé metody ekvalizace kmitočtové charakteristiky reproduktoru v poslechovém prostoru, jednu z nich vyberte a použijte pro kompenzaci vámi vypočítané průměrné kmitočtové odezvy reproduktoru v poslechovém prostoru. Navrhněte metodiku a proveďte subjektivní poslechové testy porovnávající získanou průměrnou kmitočtovou odezvu se změřenými odezvami v různých místech poslechového prostoru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ALLEN, R., L., MILLS, D. Signal Analysis: time, frequency, scale, and structure. John Wiley & Sons, 2004. 966 p. ISBN 978-0-471-23441-8.

[2] KARJALAINEN, M., PIIRILÄ, E., JÄRVINEN, A., HUOPANIEMI, J. "Comparison of Loudspeaker Equalization Methods Based on DSP Techniques", In AES 102nd Convention 1997, Munich, Germany, Preprint 4437.

Termín zadání: 1.2.2021

Termín odevzdání: 31.5.2021

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

Konzultant: Ing. Matouš Vrbík (Audified, s.r.o.)

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou výpočtu průměrné impulzní odezvy místností. Jsou zde rozebrány měřicí signály MLS a lineárně/exponenciálně přeladovaný sinusový signál. Představeny jsou interpolační metody a jejich využitelnost při výpočtu odezvy místnosti. Číslkové filtry jsou pak popsány jako nástroj pro ekvalizaci kmitočtových odezev.

V první části práce jsou naměřeny různé místnosti pomocí 64 impulzních odezev, na kterých jsou pak vyzkoušeny interpolační metody. Tyto metody byly dále optimalizovány a byla vybrána jedna metoda pro výpočet průměrné impulzní odezvy celých místností.

V druhé části práce probíhaly poslechové testy metodou AB*X pro porovnání průměrných impulzních odezev s vybranými body v místnostech. Výsledné impulzní odezvy pak byly kompenzovány knihovnou kmitočtových filtrů.

Klíčová slova

impulzní odezva prostoru, MLS, sine sweep, MATLAB, interpolace, kmitočtová charakteristika

Abstract

This bachelor thesis studies problematics of calculating average impulse responses of rooms. Measuring signals like MLS or linear/exponential sine sweep are described. Basic methods of interpolation are explained and their applicability in frequency response calculations is described. Digital filters are explained as a tool for frequency response equalization.

First part of this thesis tests methods of interpolation on 64 measured impulse responses. These methods have been further optimized and one was chosen to calculate the average impulse response for each of the measured rooms.

Second part consists of AB*X listening tests deployed to find subjective aural differences of the interpolated impulse responses and few of the measured impulse responses. These interpolated impulse responses were further compensated using a warped filter library.

Keywords

room impulse response, MLS, sine sweep, MATLAB, interpolation, frequency response

BERÁNEK, Šimon. *Kompenzace kmitočtových charakteristik reproduktorů pro širší poslechové pole*. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133488>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce doc. Ing. Jiří Schimmel Ph.D..

Prohlášení autora o původnosti díla

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 31. května 2021

podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu doc. Ing. Jiřímu Schimmelovi, Ph. D., za vypůjčení měřicího mikrofonu a odborné vedení bakalářské práce. Dále bych rád poděkoval Ing. Matouši Vrbíkovi za poskytnutí programu fittingGUI a Bc. Tomáši Brisučiakovi za trpělivost a vysvětlení základů prostředí MATLAB.

Brno

Podpis autora:

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	10
ÚVOD	11
1. ZVUK	12
1.1 ZVUKOVÉ POLE	12
1.2 ZÁKLADNÍ VELIČINY ZVUKOVÉHO POLE.....	13
1.3 VLNOVÁ ROVNICE	13
1.4 ZVUKOVÉ VLNY	14
1.5 VNÍMÁNÍ ZVUKU LIDSKÝM UCHEM.....	14
1.5.1 Maskování.....	15
2. ZÁKLADY AKUSTIKY.....	17
2.1 DIFÚZNÍ POLE	17
2.2 MÓDY	17
2.3 FAKTOR ODRAZU, KOEFICIENT ABSORPCE, AKUSTICKÁ IMPEDANCE.....	18
2.4 REVERBERACE	19
2.4.1 Další parametry vycházející z doby dozvuku	20
3. IMPULSNÍ ODEZVA.....	21
3.1 DISKRÉTNÍ FOURIEROVA TRANSFORMACE	21
3.1.1 Chyby DFT.....	22
3.2 KONVOLUCE.....	22
3.3 MĚŘENÍ IMPULSNÍ ODEZVY	22
3.3.1 MLS.....	22
3.3.2 Lineárně přelad'ovaný harmonický signál	23
3.3.3 Exponenciálně přelad'ovaný harmonický signál	24
4. INTERPOLACE.....	25
4.1 LAGRANGEOVA INTERPOLACE.....	25
4.2 NEWTONOVA INTERPOLACE	25
4.3 INTERPOLACE POMOCÍ SPLINE	26
4.3.1 Kubický spline.....	26
4.4 INTERPOLAČNÍ FUNKCE V PROSTŘEDÍ MATLAB	26
5. EKVALIZACE A ČÍSLICOVÉ FILTRY	27
5.1 FIR FILTRY	27
5.1.1 Návrh FIR filtru metodou vzorkování kmitočtové charakteristiky	27
5.1.2 Návrh FIR filtru metodou váhových oken	27
5.2 IIR FILTRY	28
5.2.1 Návrh IIR filtrů	28
5.3 FILTRY S BORCENOU KMITOČTOVOU OSOU	28
6. MĚŘENÍ	29
6.1 MĚŘÍCÍ SOUSTAVA	29

6.2	MĚŘÍCÍ MŘÍŽKA.....	29
6.3	MĚŘÍCÍ PROGRAM A POUŽITÉ SIGNÁLY	29
7.	AKUSTICKÝ POPIS MĚŘENÉ MÍSTNOSTI.....	30
7.1	ODHAD ROZMĚRŮ MÍSTNOSTI.....	30
7.2	ZMĚŘENÉ AKUSTICKÉ PARAMETRY MÍSTNOSTI	30
7.2.1	<i>Doba dozvuku místnosti</i>	<i>30</i>
7.2.2	<i>Módy místnosti</i>	<i>31</i>
7.2.3	<i>Frekvenční charakteristika soustavy.....</i>	<i>31</i>
8.	POROVNÁNÍ METOD INTERPOLACE	33
8.1	ANALÝZA ODEZEV IMPULSNÍCH SIGNÁLŮ.....	33
8.2	ANALÝZA METODY PRO BODY NAMĚŘENÉ POMOCÍ MLS	33
8.2.1	<i>Pro bod [55; 45; -10]</i>	<i>33</i>
8.2.2	<i>Pro bod [70; 0; 0].....</i>	<i>35</i>
8.3	ANALÝZA METODY PRO BODY NAMĚŘENÉ POMOCÍ PŘELAŽOVANÉHO HARMONICKÉHO SIGNÁLU	37
8.3.1	<i>Pro bod [55; 45; -10]</i>	<i>37</i>
8.3.2	<i>Pro bod [70; 0; 0].....</i>	<i>38</i>
9.	OPTIMALIZACE VÝPOČTŮ ODCHYLKY A INTERPOLOVANÉ ODEZVY	40
9.1	OPTIMALIZACE VÝPOČTU INTERPOLOVANÝCH ODEZEV.....	40
9.2	OPTIMALIZACE POMOCÍ ZLOMKO-OKTÁVOVÉHO VYHLAZOVÁNÍ.....	42
10.	VÝSLEDKY MĚŘENÍ MÍSTNOSTÍ.....	45
10.1	OBÝVACÍ POKOJ	45
10.2	NAHRÁVACÍ STUDIO	47
10.3	LABORATORNÍ STUDIO SC 1.23.....	48
10.4	VLIV MĚŘICÍHO HARDWARE NA VÝSLEDKY	50
10.4.1	<i>Zvuková karta.....</i>	<i>50</i>
10.4.2	<i>Měřicí mikrofon.....</i>	<i>51</i>
11.	POSLECHOVÉ TESTY	52
11.1	SESTAVENÍ POSLECHOVÉHO TESTU.....	52
11.2	VÝSLEDKY POSLECHOVÝCH TESTŮ.....	52
12.	KOMPENZACE INTERPOLOVANÝCH ODEZEV	54
	ZÁVĚR	55
	LITERATURA.....	56
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	58
	SEZNAM PŘÍLOH.....	59

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Křivky stejné hlasitosti pro vybuzení signálem zepředu převzato z [1].	15
1.2	Kritická šířka pásma, převzato z [3].	16
2.1	Schéma odrazového diagramu.	19
3.1	Příklad impulzové odezvy měřené signálem MLS.	21
7.1	Přibližný tvar místnosti.	30
7.2	Zobrazení Schroederova integrálu a odečtení poklesu o 30 dB.	31
7.3	Zobrazení kmitočtové charakteristiky pro odečtení kmitočtů módů.	31
7.4	Zobrazení kmitočtové charakteristiky soustavy.	32
8.1	Frekvenční charakteristika interpolované a původní impulsní odezvy.	34
8.2	Spektrogram výsledné impulzové odezvy MLS.	35
8.3	Frekvenční charakteristika interpolované a měřené impulsní odezvy.	36
8.4	Spektrogram výsledné impulsové odezvy – přeladovaný signál.	36
8.5	Frekvenční charakteristika interpolované a původní impulsní odezvy měřené přeladovaným signálem.	37
8.6	Spektrogram výsledné impulzové odezvy – přeladovaný signál.	38
8.7	Frekvenční charakteristika interpolované a původní impulsní odezvy měřené přeladovaným signálem.	39
8.8	Spektrogram výsledné impulzové odezvy – přeladovaný signál.	39
9.1	Interpolovaná impulsní odezva před optimalizací.	40
9.2	Interpolovaná impulsní odezva po optimalizaci ustřižením.	41
9.3	Frekvenční odezva neoptimalizované a optimalizované odezvy.	41
9.4	Spektrogramy neoptimalizované a optimalizované odezvy.	42
9.5	Porovnání frekvenční charakteristiky interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [70, 0, 0].	43
9.6	Porovnání spektrogramů interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [70, 0, 0].	43
9.7	Porovnání frekvenční charakteristiky interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [55, 45, -10].	44
9.8	Porovnání spektrogramů interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [55, 45, -10].	44
10.1	Frekvenční charakteristika výsledné impulzové odezvy místnosti.	46
10.2	Spektrogram interpolované impulsní odezvy pro místnost obývacího pokoje.	46
10.3	Frekvenční charakteristika výsledné impulzové odezvy místnosti nahrávacího studia.	47
10.4	Spektrogram interpolované impulsní odezvy pro místnost nahrávacího studia.	48
10.5	Frekvenční charakteristika výsledné impulzové odezvy místnosti SC 1.23.	49
10.6	Spektrogram interpolované impulsní odezvy pro místnost SC 1.23.	49
10.7	Frekvenční charakteristika mikrofonního vstupu zvukové karty.	50
10.8	Frekvenční charakteristika linkového výstupu zvukové karty.	50
10.9	Frekvenční charakteristika měřicího mikrofonu.	51
12.1	Screenshot z uživatelského prostředí fittingGUI.	54

SEZNAM TABULEK

8.1	Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce <i>interp3</i> pro bod [55; 45; -10], měřeno signálem MLS	34
8.2	Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce <i>interp3</i> pro bod [70; 0; 0], měřeno signálem MLS	35
8.3	Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce <i>interp3</i> pro bod [55; 45; -10], měřeno přeladovaným signálem	37
8.4	Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce <i>interp3</i> pro bod [70; 0; 0], měřeno přeladovaným signálem	38
9.1	Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce <i>interp3</i> pro bod [70; 0; 0], měřeno přeladovaným signálem a vyhlazeno.	42
9.2	Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce <i>interp3</i> pro bod [55; 45; -10], měřeno přeladovaným signálem a vyhlazeno.	42
10.1	Hodnoty RMSE pro jednotlivé body v místnosti obývacího pokoje.	45
10.2	Hodnoty RMSE pro jednotlivé body v místnosti nahrávacího studia.	47
10.3	Hodnoty RMSE pro jednotlivé body v místnosti SC 1.23.....	48
11.1	Počet respondentů, kteří úspěšně identifikovali neznámý vzorek při poslechovém testu v místnosti obývací pokoj.	52
11.2	Počet respondentů, kteří úspěšně identifikovali neznámý vzorek při poslechovém testu v místnosti nahrávacího studia.....	53
11.3	Počet respondentů, kteří úspěšně identifikovali neznámý vzorek při poslechovém testu v místnosti SC 1.23.....	53

ÚVOD

V rámci této semestrální práce je popsáno několik základních akustických veličin, co je to zvukové pole, jak je zvuk vnímán lidským uchem a jaký vliv má na lidský sluch časové a frekvenční maskování. Z těchto základních veličin jsou pak vysvětleny navazující pojmy jako je difúzní pole, co jsou to módy místnosti, jaký vliv má na šíření zvukových vln místnost a k jakým jevům v ní dochází. Nastíněny jsou základní operace analýzy signálů a soustav a z nich vycházející měření impulzové odezvy systémů. Popsány jsou základní interpolační metody a jejich použití v prostředí programu MATLAB a číslicové filtry FIR, IIR a warped filtry pro ekvalizaci.

Cílem praktického měření je nalezení nejvhodnější interpolační metody pro interpolaci hodnot mezi uzlovými body mřížky. Stručně je popsána použitá měřicí soustava a použité měřicí signály. Pro popsání základních objektivních akustických veličin byla provedena analýza odezvy v programu EASERA. V samotné analýze naměřených impulsních odezvy jsou pak porovnávána naměřená a interpolovaná data. Dále byly změřeny impulsní odezvy v dalších dvou místnostech, které byly akusticky ošetřené. V rámci ověření, zda je výsledná interpolovaná impulsní odezva vhodná pro kompenzaci kmitočtové charakteristiky, proběhl subjektivní poslechový test porovnávající změny barvy v závislosti na pozici posluchače v místnosti. Interpolované impulsní odezvy byly následně kompenzovány knihovnou paralelních kmitočtových filtrů.

1. ZVUK

O zvuku a jeho šíření ve zvukovém poli lze uvažovat podobně jako o lineárních ustálených obvodech, kdy lze komplexní zvukové pole popsat pomocí superpozice jednoduchých zvukových vln. Zvuk je mechanické vlnění probíhající v pružném prostředí – pro účely této práce postačí prostředí plynné. Toto tvrzení postačuje pro akustiku místností malých rozměrů, kdy lze zanedbat nehomogenitu výsledného zvukového pole způsobenou například rozdílnou teplotou v jednotlivých bodech místnosti. Pro rychlost zvuku ve vzduchu v závislosti na teplotě platí:

$$c = (331,4 + 0,6\theta), \quad (1.1)$$

kde θ je teplota ve stupních celsia a rychlost c je v jednotkách m/s. [1]

1.1 Zvukové pole

Prostor, ve kterém se šíří zvuk, lze nazvat *zvukovým polem*. Jedná se o vlnění v pružném kontinuálním prostředí. Prostředí, ve kterém nedochází k odrazům při šíření zvuku, se nazývá *volné*. V uzavřených prostorech se již projevují jednotlivé odrazy postupující vlny. Prvotními vlnami nazveme vlny šířící se od zdroje a sekundárními vlnami nazveme vlny odražené, které vznikly odrazem od stěn nebo překážky. Při kontinuálních mnohonásobných odrazech vzniká *pole difúzní*. Pokud v blízkosti zvukového zdroje v uzavřeném prostoru není energie odražených vln srovnatelná s energií vln přímých, jedná se o *blízké pole* (Fresnelův prostor). Tento prostor je definován nerovností

$$1 \ll kr, \quad (1.2)$$

kde k je vlnové číslo a r je vzdálenost od zdroje. Pro určitou vzdálenost od zdroje platí, že se hustoty energií přímých a odražených vln budou rovnat. Tato vzdálenost se nazývá *kritickou vzdáleností* a je vyjádřena rovnicí

$$r_c = \left(\frac{A}{16\pi}\right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1.3)$$

po úpravě

$$r_c \approx 0,14\sqrt{A}, \quad (1.4)$$

kde A je pohltivost prostoru. Výsledná vzdálenost je v metrech. [1]

1.2 Základní veličiny zvukového pole

Základní veličinou definovanou jako rozdíl okamžité hodnoty tlaku a statické hodnoty atmosférického tlaku je *akustický tlak*. Celkový tlak se v bodě mění v závislosti na šíření zvukových vln – pokud se v daném místě energie hromadí nebo naopak řídne. Jednotkou akustického tlaku je pascal (Pa) a jako vztažná hodnota atmosférického tlaku se uvádí 101 325 Pa.

Akustická rychlost vyjadřuje, jakou rychlostí kmitají částice prostředí okolo své rovnovážné polohy. Je dána změnou *akustické výchylky*. Pro akustickou výchylku platí rovnice

$$y = y(t) . \quad (1.5)$$

Pro akustickou rychlost platí vztah

$$v = \frac{dy}{dt} , \quad (1.6)$$

kde y je akustická výchylka. Druhá derivace akustické výchylky se nazývá akustické zrychlení. Pokud se částice vychylují ve směru šíření vlny, lze uvažovat o výsledné veličině v kladném smyslu, ale pokud se vychylují proti směru, lze uvažovat o smyslu veličiny záporném.

Akustický výkon je definován pomocí veličin síly F a rychlosti v působící na plochu S pod úhlem ψ , jež svírá vektor akustické rychlosti s normálou k ploše S

$$P = Fv = pSv\cos\psi . \quad (1.7)$$

Měrný akustický výkon popisuje působení akustického tlaku na jednotku plochy vztahem

$$P_m = \frac{P}{S} . \quad (1.8)$$

Protože se tato veličina mění s dobou působení akustického tlaku, zavádí se veličina *intenzita zvuku*. Je to střední hodnota zvukové energie procházející skrze jednotku plochy kolmou na směr šíření zvukového vlnění. [2] Veličina je definována jako

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)v(t)dt . \quad (1.9)$$

1.3 Vlnová rovnice

Ve zvukové vlně kmitá každá částice kolem své střední polohy. Vlnu tedy lze popsat okamžitými výchylkami jednotlivých částic. Při tomto ději dochází ke kompresi a expanzi plynu jako funkce času, což způsobuje vznik zvukových vln. Zvukové vlny mají nejčastěji tvar rovinný nebo kulový/válcový.

Pro akustickou soustavu a šíření zvukových vln platí mechanické zákony jako je zákon zachování hybnosti, ze kterého plyne

$$\text{grad } p = -\rho_0 \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t}, \quad (1.10)$$

kde p je akustický tlak, \mathbf{v} je vektor rychlosti částice a ρ_0 je statická hodnota hustoty plynu.

Ze zákona zachování hmotnosti pak plyne vztah

$$\rho_0 \text{ div } \mathbf{v} = \frac{\partial \rho}{\partial t}, \quad (1.11)$$

kde ρ je hustota včetně její změny $\partial \rho$. Pro odvození se velikost této změny považuje za minimální a je zanedbatelná.

Při předpokladu ideálního plynu a podmínek, že změny tlaku a hustoty jsou výrazně menší než jejich statické hodnoty a absolutní hodnota \mathbf{v} bude podstatně menší než rychlost zvuku, vyplyne vztah popisující šíření zvukových vln v tekutinách

$$c^2 \Delta p = \frac{\partial^2 p}{\partial t^2}, \quad (1.12)$$

kde Δ = divergence gradientu (Laplaceův operátor) a po úpravě

$$c^2 = \kappa \frac{p_0}{\rho_0}, \quad (1.13)$$

kde κ je Poissonova konstanta. [1]

1.4 Zvukové vlny

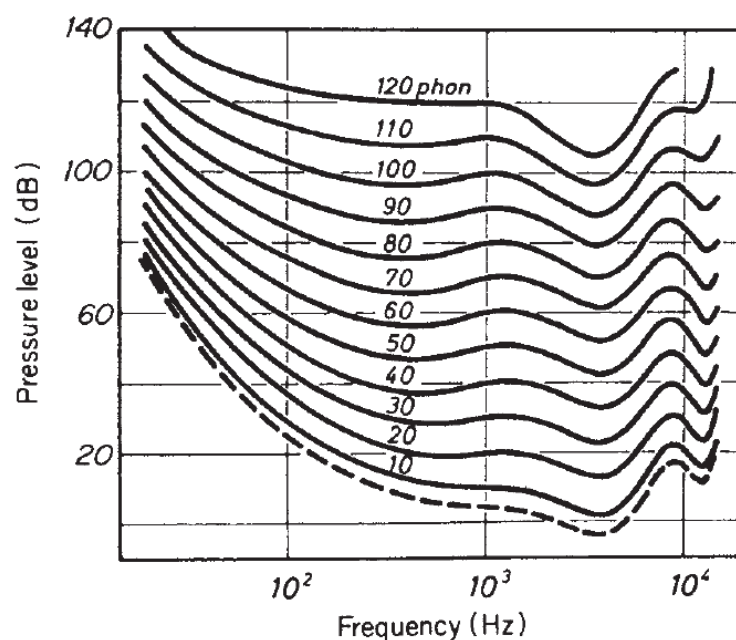
Pro snadnější vyjádření se bude uvažovat vlna závislá pouze na čase šířící se ve směru osy x . Pro ostatní směry y a z bude rychlost nulová. Po dosazení a zjednodušení předchozích vztahů vyplyne vztah pro *specifickou akustickou impedanci rovinné vlny*

$$\frac{p}{v} = \rho_0 c. \quad (1.14)$$

Tato veličina je závislá pouze na poměru tlaku a rychlosti a statických fyzikálních vlastnostech prostředí. [1]

1.5 Vnímání zvuku lidským uchem

Základní rozsah lidského sluchu se udává od spodního kmitočtu 16 Hz až po vrchní kmitočet 20 kHz (někdy se udává jako horní hranice 16 kHz a někdy jako spodní 20 Hz). Citlivost na vyšší frekvence postupně s věkem klesá. Nejvýznamnější vlastností lidského ucha je rozdílná citlivost na rozdílné frekvence – není lineární. Vnímaná intenzita zvuku tedy kromě hladiny akustického tlaku závisí i na frekvencích vyzařovaných zdrojem zvuku. Tuto závislost popisují Kingsburyho křivky (někdy také Fletcher-Munsonovy křivky) stejné hlasitosti na 1.1. [3]



Obrázek 1.1 Křivky stejné hlasitosti pro vybuzení signálem zepředu převzato z [1].

Tyto křivky platí pouze pro sinusové tóny a popisují závislost hladiny tónu na jeho frekvenci ve vztahu k hladině hlasitosti tónu na kmitočtu 1 kHz. Numerická hodnota ve fonech na tomto kmitočtu odpovídá hladině akustického tlaku.

Protože se ale hudba neskládá jenom se sinusových tónů, byla pro přesnější určení subjektivní hlasitosti zavedena jednotka hlasitosti son. Jedná se o veličinu aditivní, výsledkem je součet hlasitostí všech znějících tónů najednou. Výpočet hlasitosti v sonech se provádí pomocí vztahu

$$N = 2^{(L_N - 40)/10}, \quad (1.15)$$

je hlasitost v sonech a

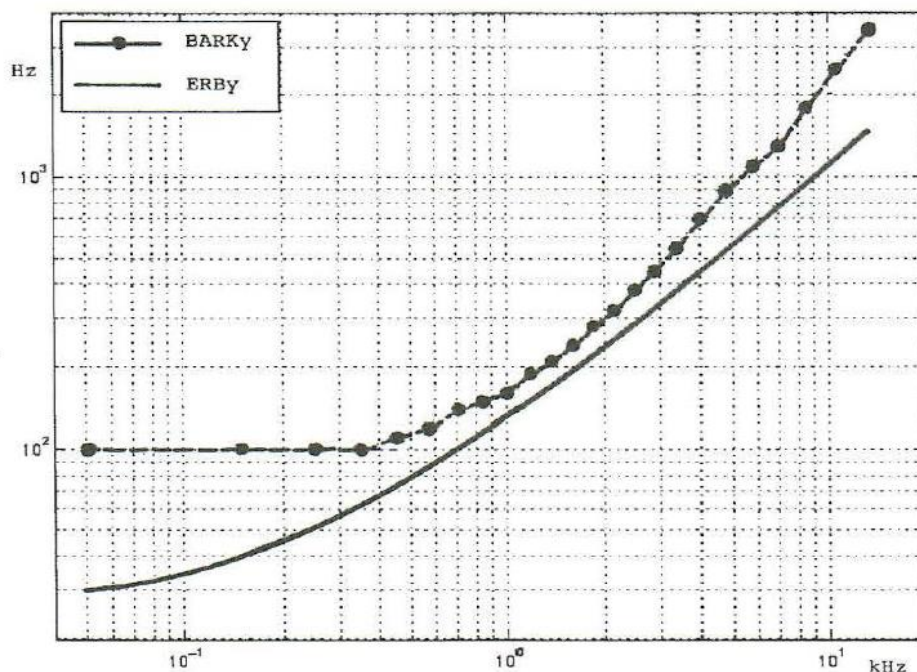
$$L_N = 33,22 \log N + 40, \quad (1.16)$$

je hlasitost ve fonech. [3]

1.5.1 Maskování

Při znění určitého tónu nebo hluku je posouván práh sluchu směrem k vyšším hodnotám. Pokud zároveň s tímto tónem/hlukem zní další o nižší intenzitě, mohou být další tóny nebo hluky zeslabeny, až přímo potlačeny. Tento jev se nazývá maskování. Maskující tón aktivuje v uchu část bazilární membrány. Pokud maskovaný tón podráždí stejnou část membrány, dojde k jeho maskování. U maskujícího tónu nebo šumu je účinek oboustranný na strany frekvenční osy. Je-li čistý tón maskován šumem s konstantní energií, podílí se na vlastním maskování pouze určité pásmo tohoto šumu. Šířka tohoto šumu se nazývá *kritická šířka pásma* a mění se v závislosti na frekvenci. Šířka těchto

pásem odráží rozložení vzruchů na bazilární membráně. Jednotlivým kritickým pásmům označovaným jako barky (podle Barkhausena), jsou přiřazeny konkrétní frekvence a frekvenční šířky. Protože barky měly hrubé rozlišení, byla stanovena ekvivalentní obdélníková pásma ERB. Na obrázku 1.2 jsou vyobrazeny kritické šířky pásma.



Obrázek 1.2 Kritická šířka pásma, převzato z [3].

Vedle frekvenčního maskování existuje i maskování časové. Jedná se o maskování krátkého zvukového impulzu před nebo po doznění maskujícího signálu. V praxi se projevuje více post-maskování. Časové maskování bývá využíváno k subjektivnímu prodloužení délky tónu nebo při střihu zvukového záznamu. Frekvenční maskování je zase využíváno ve ztrátové kompresi audio záznamu. [3]

2. ZÁKLADY AKUSTIKY

V případě reálných akustických prostor je nutno brát v potaz samotné ohraničení těchto prostor, jež bývá tvořeno stěnami, podlahou nebo stropem. V těchto prostorech je také nutno uvažovat změny energie, kdy se důsledkem odrazu část energie zvukové vlny přemění v teplo, nebo projde překážkou a odrazí se s nižší energií než vlna původní.

2.1 Difúzní pole

Pro popis veličin dalších částí kapitoly je třeba nadefinovat akustické difúzní pole. Po zapnutí a vypnutí zvukového zdroje trvá určitý čas (sekundy, desetiny sekund) než se zvukový prostor vybudí a zvukové pole se v něm ustálí. Pro zjednodušení výpočtů v tomto poli se zavádí aproximace modelem difúzního pole. Tato aproximace předpokládá stejnou pravděpodobnost směru šíření a velikost distribuce akustické energie. Při měření ve dvou náhodných bodech tohoto pole by se neměly projevovat rozdíly v intenzitě zvuku. V reálných místnostech ale dochází ke vzniku módů narušujících homogenitu zvukového pole. Zároveň se vznikem módů je porušena podmínka jednotné distribuce akustické energie. Pro přiblížení k ideálnímu difúznímu poli se zavádí veličina *ustálené hustoty akustické energie*

$$w_0 = \frac{4P}{\alpha c S}, \quad (2.1)$$

kde P je výkon zdroje, α je koeficient absorpce, c je rychlost zvuku a S je celková plocha povrchu místnosti.

Po vypnutí zdroje zvuku pak zvuk v místnosti doznívá, dokud úplně nezanikne. Pro tuto vlastnost uzavřených prostor je zavedena veličina *doba dozvuku*. V ideálním akustickém poli by tato doba byla ve všech bodech stejná. Při snaze dosáhnout ideálního difúzního pole se nejčastěji používají šikmé lichoběžníkové zdi, vypouklé ovály nebo neparalelní obložení stěn. [1][2][4]

2.2 Módy

Módy jsou vlastní kmity prostoru a jsou výsledkem interferencí vln přímých a odražených. Určují charakteristickou rezonanci místnosti. V závislosti na časovém zpoždění, místu, kde se vlny setkají, délce vlny a směru, kterým se vlna šíří, vznikají odrazem od stěny vlny buď ve fázi (dojde k rezonanci a amplitudy budou dvojnásobné) nebo v protifázi (amplitudy v těchto místech budou nulové). Frekvence módů místnosti jsou dány vztahem

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{n_x}{L_x}\right)^2 + \left(\frac{n_y}{L_y}\right)^2 + \left(\frac{n_z}{L_z}\right)^2}, \quad (2.2)$$

kde n jsou celá kladná čísla a čísla L_x, L_y, L_z jsou rozměry místnosti. Pokud jedno z čísel n

vyjde nulové, jedná se o *tangenciální mód*. Tento mód jde v obdélníkové místnosti přes 4 stěny v rovině rovnoběžné se dvěma zbylými. Pokud je pouze jedno číslo nenulové, jedná se *axiální mód*. Mód vzniká mezi dvěma stěnami. Pokud jsou všechna čísla nenulová, jedná se o *šikmý mód*. Mody vznikají přes všechny stěny v nakloněné rovině. Pokud mají dva nebo více módů stejný kmitočet, jedná se o *degenerovaný mód*. Na těchto kmitočtech se hromadí akustická energie. Nejčastěji módy vznikají v symetrických místnostech (ve tvaru kvádrů, krychle, nebo v místnostech s celočíselnými poměry délky stěn). Kmitočet, nad kterým už nelze rozeznat jednotlivé módy místnosti, se nazývá *Schroederova frekvence* a vypočítá se jako

$$f_s = 2000 \sqrt{\frac{T}{V}}, \quad (2.3)$$

kde T je doba dozvuku a V je objem místnosti. [1]

2.3 Faktor odrazu, koeficient absorpce, akustická impedance

Pokud zvuková vlna narazí do rovné nečlenité stěny, část energie se odrazí ve formě odražené vlny, jejímž zdrojem je stěna. Změnu amplitudy a fáze při odrazu popisuje komplexní odrazový faktor definovaný jako

$$R = |R| \exp(j\chi), \quad (2.4)$$

kde R je reflektivita zdi. Absolutní hodnota a fázový úhel závisí na frekvenci a směru příchozí vlny.

Protože je intenzita rovinné vlny úměrná kvadrátu amplitudy tlaku, bude výsledná intenzita odražené vlny menší o $|R|^2$ a zároveň se odrazem ztratí energie $1 - |R|^2$. Tato veličina se pak nazývá *koeficient absorpce* a je dána vztahem

$$\alpha = 1 - |R|^2 = \frac{W_a}{W_d}, \quad (2.5)$$

kde W_a je pohlcená energie a W_d je energie dopadající. Pro imaginární stěnu s nulovou odrazivostí platí, že její absorpční koeficient bude maximálně 1. Pokud bude $R = 1$, dojde k odrazu ve fázi a stěna se bude chovat jako *akusticky tvrdá*. Pokud bude $R = -1$, vlna se odrazí v protifázi a stěna bude *akusticky měkká*.

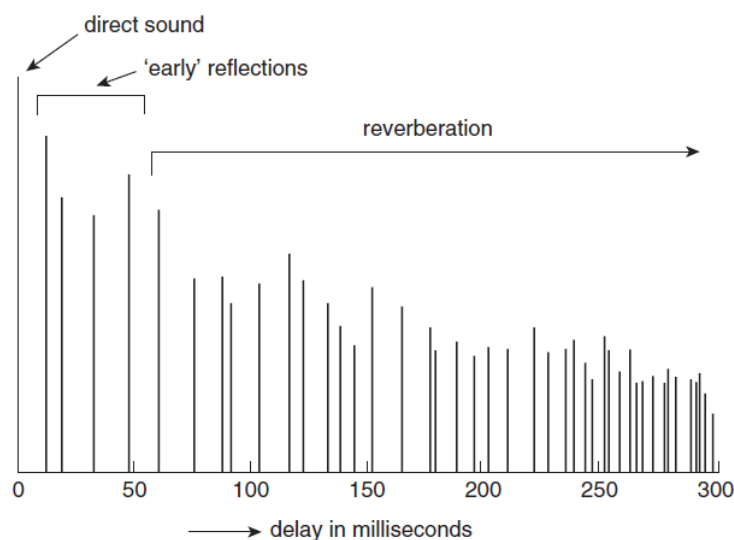
Veličinou závislou na fyzikálním prostředí a jeho ohraničení představující reakci prostředí na jednotku plochy čela zvukové vlny, je *akustická impedance* (2.6) a s ní související *specifická akustická impedance* (2.7). Zatímco akustická impedance popisuje působení akustického tlaku na určitou plochu S , specifická akustická impedance je definována v bodě zvukového pole. [1]

$$Z_A = \frac{p}{vS}, \quad (2.6)$$

$$Z_A = \frac{p}{v}. \quad (2.7)$$

2.4 Reverberace

Nejvýznamnějším parametrem akustiky uzavřených místností je reverberace. Vzniká v soustavě posluchač – zdroj – místnost. Po rychlém zapnutí a vypnutí dorazí k posluchači nejdříve se zpožděním *prvotní odrazy*, vznikající odrazem od blízkých překážek a předmětů. Tyto vlny se pak dále odráží a postupně ztrácí energii vlivem absorpce a impedance prostředí. Protože se předpokládají konečné rozměry místnosti, tak tyto prvotní odrazy interferují s pozdními, zvyšují hustotu echa a zároveň snižují svou intenzitu. Průběh je znázorněn na obrázku 2.1 převzato z [1].



Obrázek 2.1 Schéma odrazového diagramu.

Doba dozvuku je pak definována jako čas potřebný pro pokles zvukové hladiny o 60 dB po vypnutí zvukového zdroje. Značí se T_{60} . Nejčastěji se pro určení tohoto parametru určuje čas potřebný pro pokles o 30 dB T_{30} a následně se extrapoluje celý parametr. Pro výpočet doby dozvuku se v závislosti na celkové absorpci prostoru a velikosti místnosti používá několik vztahů.

$$T = 0,164 \frac{V}{\alpha S}, \quad (2.8)$$

Sabinův vzorec se používá pro malé místnosti s koeficientem absorpce $\alpha < 0,2$.

$$T = 0,164 \frac{V}{-S \ln(1 - \alpha_{stř})}, \quad (2.9)$$

Eyringův vzorec se používá v případech jednotné distribuce absorpce a hodnot $\alpha > 0,2$.

$$T = 0,164 \frac{V}{-\sum_{i=1}^n S_i \ln(1-\alpha_i)}, \quad (2.10)$$

Pro místnosti, kde nelze uvažovat jednotnou distribuci absorpce, se používá *Millington-Setteův* vzorec.

$$T = 0,164 \frac{V}{-S \ln(1-\alpha_{stř}) + 4mV}, \quad (2.11)$$

V místech, kde se projevuje kromě absorpce stěn i absorpce vzduchu a nelze tyto faktory zanedbat, je nutno použít úpravu Eyringova vzorce, kde m je konstanta závislá na relativní vlhkosti vzduchu, teplotě vzduchu a frekvenci (pro nižší frekvence je doba dozvuku delší, pro vyšší kratší). [1][2]

2.4.1 Další parametry vycházející z doby dozvuku

RT20 je doba dozvuku určená z poklesu zvukové hladiny o 20 dB (z -5 dB až -25 dB). Pro celou dobu dozvuku se pak tato doba násobí třemi.

RT30 je podobný parametr, který se určuje z poklesu zvukové hladiny o 30 dB (z -5 dB až -35 dB). Pro celou dobu dozvuku se pak tato doba násobí dvěma.

$$RT30 = 2\Delta t_{30dB}. \quad (2.12)$$

EDT (early decay time) označuje počáteční dobu dozvuku. Získává se z poklesu hladiny o 10 dB (z 0 dB až -10 dB). Výsledný čas se pak násobí šesti a slouží spíše pro fyziologický popis vnímání dozvuku.

D50 – Deutlichkeit, česky zřetelnost, je procentuální podíl zvukové energie emitované v prvních 50 ms dozvuku a celkové energie vyzářené během dozívání.

$$D_{50} = \frac{\int_0^{0,05} p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p^2(t) dt} 100 (\%). \quad (2.13)$$

C50 – Klarheitsmass, česky jasnost. Jedná se o poměr v dB mezi zvukovou energií emitovanou v prvních 50 ms a energií vyzářenou ve zbývajícím čase. Za optimální jasnost se považují hodnoty od -1 dB až do +3 dB.

$$C_{50} = 10 \log \left(\frac{D_{50}}{1-D_{50}} \right). \quad (2.14)$$

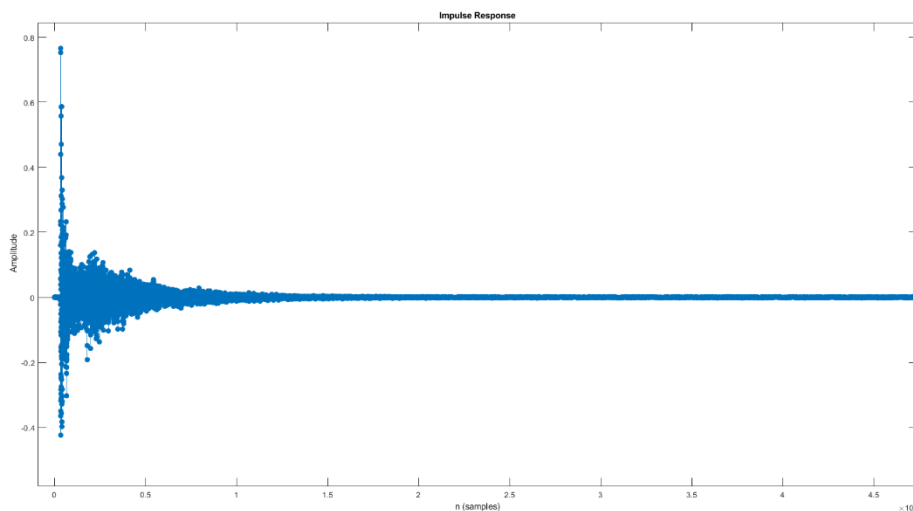
C80 – míra jasnosti. Uvažuje se delší interval než u *C50* a to 80 ms. Aby byla optimální srozumitelnost, míra jasnosti by měla nabývat hodnot od 0 dB výše.

TS – centre time, česky těžišťový čas (2.15). Udává se v ms a vysoká hodnota značí nízkou jasnost zvuku. [1][4] [5]

$$TS = \frac{\int_0^{\infty} t \cdot p^2(t) dt}{\int_0^{\infty} p^2(t) dt}. \quad (2.15)$$

3. IMPULSNÍ ODEZVA

Pro změření jednotlivých parametrů místnosti jako je doba dozvuku, frekvence módů nebo celkové frekvenční odezvy místnosti, se používá měření *impulsní odezvy* a její následné transformace. Nejčastěji používanou transformací v diskrétní doméně je *Diskrétní Fourierova transformace* pro zjištění kmitočtové charakteristiky, nebo zpětná transformace pro zjištění ADSR obálky. Podle teorie signálů [6] lze považovat akustický uzavřený prostor jako časově invariantní lineární systém (LTI), jehož impulsní odezva popisuje jeho vlastnosti – jakými změnami projde signál, pokud cestuje z jednoho bodu místnosti do dalšího. Impulsní odezva je tedy výstupem LTI systému po excitaci velmi krátkým signálem (ideálně *Diracovo impulzem*). [6]



Obrázek 3.1 Příklad impulzové odezvy měřené signálem MLS.

3.1 Diskrétní Fourierova transformace

Diskrétní Fourierova transformace je ekvivalentem Fourierovy transformace spojitých signálů v diskrétní rovině. Pokud pro FT spojitého signálu platí

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (3.1)$$

pak pro diskrétní signál platí

$$F(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f[k]e^{-j\omega k}. \quad (3.2)$$

Protože DFT počítá s konečným počtem vzorků, lze získat pouze konečný počet výsledků odpovídající N . [6]

3.1.1 Chyby DFT

Pokud dojde k porušení *Nyquist-Shannonova vzorkovacího teorému* a nejvyšší zaznamenaná frekvence bude vyšší než polovina vzorkovacího kmitočtu, dojde k aliasingu. Tomu se lze vyhnout volbou dostatečně vysokého vzorkovacího kmitočtu ($f_{vz} > f_{max}$), nebo filtrací signálu na vstupu pomocí dolní propusti.

Další chybou je rozmazání spektra (v angličtině leakage). Uvažuje-li se periodický diskrétní signál

$$s[n] = s[n + a \cdot T_1]. \quad (3.3)$$

Pokud platí podmínka $N = p \cdot T_1$, kde p je přirozené číslo, je obálka periodického signálu funkce $s[n]$ identická s původní spojitou funkcí $s(t)$ jejímž vzorkováním byla získána funkce $s[n]$. Na hranicích základního intervalu nedochází ke skokům obálky $s[n]$, které v původní spojitě funkce nebyly. [6]

3.2 Konvoluce

Konvoluce je matematický operátor značící se $*$. V praxi se nejčastěji využívá konvolučního teorému, kdy konvolucí dvou signálů v časové rovině odpovídá násobení v doméně Fourierovy transformace. Jedná se o výsledný produkt toho, jak jeden signál ovlivňuje druhý a tento vztah je dán rovnicí

$$y[n] = (x * h)[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[n - k]h[k]. \quad (3.4)$$

kde $y[n]$ je výstupní funkce, $x[n]$ je vstupní signál a $h[n]$ je přenosová funkce systému (v akustických měřeních nejčastěji místnost nebo soustava místností s reproduktorem soustavou). Dle konvolučního teorému pak platí tento vztah mezi DFT a konvolucí, kdy [6]

$$\text{DFT}\{x_n * y\} = \text{DFT}\{x_n\} \cdot \text{DFT}\{y_n\}. \quad (3.5)$$

3.3 Měření impulsní odezvy

Pro měření impulsní odezvy se nejčastěji používají *pseudonáhodně generované signály maximální délky* (MLS) nebo *přeladované harmonické signály* (lineární nebo exponenciální). Pro měření místností se nejčastěji používá reproduktor ve tvaru dvanáctistěny s odpovídajícím počtem měničů s co nejrovnější frekvenční odezvou, a kalibrovaný měřicí mikrofón. Pro měření prostorových odezev ve vztahu k lidskému sluchu se používá měření pomocí umělé hlavy. [1][7]

3.3.1 MLS

Technika MLS je založena na excitaci akustického prostoru periodickým pseudonáhodným signálem, jež má skoro stejné stochastické vlastnosti jako bílý šum. [8]

Výpočet impulsní odezvy probíhá pomocí korelačních algoritmů dávajících signálu odolnost proti šumu. Dalšího snížení šumu lze dosáhnout posláním signálu do systému těsně před samotným měřením, aby došlo k dostatečnému vybuzení místnosti (tato metoda slouží k zabránění aliasingu v časové oblasti a poté se nasnímá několik period signálu, jež se nakonec zprůměruje. [9] Signál je pseudonáhodný z důvodu náhodné generace fáze, která se však s další periodou již opakuje. Délka MLS sekvence je dána vztahem

$$L = 2^n - 1, \quad (3.6)$$

kde n je kladné celé číslo. Mohou být generovány n -krokovým posuvným registrem s výstupy do zpětné vazby. Kam přesně zpětná vazba přijde, určuje počet primitivních kořenů polynomu. Pokud by zpětná vazba byla zavedena do bitu před začátkem další periody, došlo by k porušení podmínky, kdy by se signál začal opakovat dříve, než je jeho perioda. [1][7]

Při generaci signálu jsou bitovým hodnotám přiřazeny hodnoty 1 V pro logickou úroveň 0 a -1 V pro logickou úroveň 1. Signál je generován se stejnosměrnou složkou blížící se 0, a tím pádem se jedná o signál symetrický. [8]

Výhodou měření metodou MLS je o 3 dB nižší crest factor než při měření přelad'ovaným harmonickým signálem. [10]

Nevýhodami je poměrně vysoká citlivost na nelinearitu měřicího systému, obzvlášť u zdroje zvuku. Může tak dojít ke zkreslení a je potřeba upravit amplitudu excitačního signálu za cenu menšího odstupu signálu od šumu. [12]

3.3.2 Lineárně přelad'ovaný harmonický signál

Lineárně přelad'ovaný harmonický signál lze matematicky popsat jako

$$s(t) = \sin[\theta(t)] = \sin\left(\omega_1 t + \frac{\omega_2 - \omega_1}{T} \cdot \frac{t^2}{2}\right). \quad (3.7)$$

Jedná se o harmonicky modulovaný signál, kde ω_1 a ω_2 jsou počáteční a konečný kmitočet a T je doba přelad'ování. [11][12][13]

Pro rychle přelad'ované signály je problémem vznik nepřesného frekvenčního spektra je nutné na toto spektrum aplikovat IFFT nastavením negativních frekvencí na nulu, vynásobit tento výsledek komplexním sinusovým sweepem pro získání reálné části korektní impulzní odezvy a poté aplikovat FFT na získanou impulsní odezvu pro získání správné frekvenční odezvy.

3.3.3 Exponenciálně přeladovaný harmonický signál

Tento signál lze popsat jako

$$s(t) = \sin[\theta(t)] = \sin \left[K \cdot \left(e^{\frac{t}{L}} - 1 \right) \right], \quad (3.8)$$

kde K a L [11]

$$K = \frac{T \cdot \omega_1}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)}, L = \frac{T}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)}, \quad (3.9)$$

ω_1 a ω_2 jsou spodní a horní extrém rozsahu měřicí frekvence a T je doba trvání signálu.

Ve vyšších frekvencích důsledkem závislosti $1/\omega$, resp. $1/2\omega$ vznikne pokles 3 dB/okt. Tyto energetické výkyvy se dají kompenzovat použitím amplitudové modulační obálky +6 dB/okt. na časově převrácenou impulsní odezvu způsobující zesílení o 3 dB/okt., čímž se pokles kompenzuje. Výhoda oproti lineárnímu přeladovanému signálu je vyšší rychlost průběhu měření ve vyšších frekvencích. [11] Díky současné dekonvoluci odezvy systému při měření lze jednotlivé impulsní odezvy rozdělit podle míry harmonického zkreslení, tím pádem se zkreslení objeví před impulsní odezvou a výsledek je bez harmonického zkreslení. [8]

4. INTERPOLACE

Základním problémem při analýze naměřených dat je proložení naměřených bodů nějakou funkcí, ideálně takovou, aby se podobala funkci původní. Nejčastěji se pro takovou náhradu používá polynom n -tého stupně. Záleží však na požadavcích – pokud je podmínkou průchod aproximující funkce skrz naměřené body, jedná se o interpolaci. Pokud postačuje podmínka přiblížení se naměřeným bodům, jedná se o metodu nejmenších čtverců. Ve zpracování signálů se interpolace používá pro konverzi diskrétních signálů zpět na spojitý, k převodu vzorkovacích kmitočtů, k upsamplingu nebo k restoraci vzorků poškozených výpadky nebo impulzy ruchů. [14]

Interpolace používá k odhadu dat vážený průměr několika známých bodů sousedních bodů. *Uzlové body* nebo *uzly interpolace* jsou body, ve kterých interpolační polynom nabývá stejných funkčních hodnot jako funkce původní. [15]

Přesnost interpolace je ovlivněna počtem vzorků, kdy větší množství vzorků zpřesňuje korelační strukturu. Dále je ovlivněna délkou chybějících vzorků, kdy přesnost interpolace klesá s rostoucí délkou chybějících vzorků. [14]

4.1 Lagrangeova interpolace

Nechť existují dva body $x(t_0)$ a $x(t_1)$ jimiž prochází přímka

$$\hat{x} = p_1(t) = x(t_0) + \frac{x(t_1) - x(t_0)}{t_1 - t_0} (t - t_0). \quad (4.1)$$

Tento vztah se po úpravě dá vyjádřit jako *Langrangeův polynom*.

$$p_1(t) = \frac{t - t_1}{t_0 - t_1} x(t_0) + \frac{t - t_0}{t_1 - t_0} x(t_1). \quad (4.2)$$

Obecně je Lagrangeův polynom polynomem N -tého řádu procházejícím skrz $n+1$ bodů

$$P_N(t) = L_0(t)x(t_0) + L_1(t)x(t_1) + \dots + L_N(t)x(t_N). \quad (4.3)$$

4.2 Newtonova interpolace

Oproti Lagrangeově polynomu má Newtonův polynom vhodnější tvar pro případ přidání uzlového bodu – není totiž nutné celý polynom přepočítávat. Tvar polynomu je

$$p_N(t) = p_{N-1}(t) + a_N(t - t_0)(t - t_1) \cdots (t - t_{N-1}). \quad (4.4)$$

Koeficienty se pak dopočítávají pomocí *poměrné difference*. Uvažují-li se *ekvidistantní* uzly (vzdálenost mezi sousedními uzly je konstantní), dojde ke zjednodušení výpočtu poměrné difference i tvaru celého polynomu. [15]

4.3 Interpolace pomocí spline

V případě hledání aproximační funkce pomocí spline platí podmínka, že se musí shodovat hladkost původní a aproximační funkce (spojitost derivací). Spline se pak rozumí funkce, která je na každém intervalu polynomem stupně N a má v celém intervalu spojitě derivace až do řádu $N-1$ včetně. Nejčastěji se používá spline řádu 3 kubický spline. [15]

4.3.1 Kubický spline

Polynom stupně N je omezený průchodem $N+1$ známých vzorků a může mít maxima a minima $N-1$. Přesnost aproximace se zhoršuje s rostoucím stupněm polynomu, kdy je nutné upravit tvar křivky, aby prošla $N+1$ vzorky. Pokud je počet vzorků vysoký, je lepší rozdělit signál na několik menších intervalů a každému přiřadit polynom nižšího stupně. Kubický polynom má tvar [16]

$$p(t) = a_0 + a_1t + a_2t^2 + a_3t^3. \quad (4.5)$$

4.4 Interpolační funkce v prostředí MATLAB

Pro interpolaci v prostředí lze použít funkci *interp1* fungující v 1-D. Základní interpolační metodou této funkce je lineární interpolace fungující na principu interpolace sousedících bodů v mřížce v každé dimenzi (v tomto případě pouze v rovině). Tato metoda je společná pro funkce *interp2*, *interp3*, *interp* a *griddata*. Metoda *nearest* funguje na principu nejbližšího souseda (po částech konstantní funkce) a bývá nejméně přesná. *Cubic* metoda využívá kubickou interpolaci po částech zachovávající tvar podobně jako metoda *spline*, která používá po částech kubickou spline interpolaci. Poslední metodou je metoda *makima* fungující na principu Akimova algoritmu pro interpolaci v jedné dimenzi. Funkce *griddata* se používá pro interpolace rozptýlených údajů (nemají rovinný tvar). [17]

5. EKVALIZACE A ČÍSLICOVÉ FILTRY

Ekvalizace audio systémů pomocí DSP je problémem řešeným již několik desítek let. Nejčastěji se jedná o ekvalizaci některé části zvukového řetězce (reproduktorové soustavy a místnosti, nebo pouze reproduktorové soustavy v bezodrazové místnosti), ve snaze zajistit co nejvyrovnanější frekvenční odezvu. Nejčastěji dochází ke kompenzaci zlomko-oktávově vyhlazených frekvenčních odezev v logaritmickém měřítku. Výhodou logaritmického měřítka je větší podobnost na nižších kmitočtech v několika pozicích posluchače v místnosti, a je tedy potřeba většího rozlišení na těchto kmitočtech. Přílišná kompenzace na vyšších frekvencích pak může vyústit ve zhoršení poslechových podmínek v jiných místech poslechové místnosti. Pro kompenzaci se nejčastěji využívají číslicové FIR a IIR filtry. Protože jsou tyto filtry ale navrhovány lineárně, dochází zejména u IIR filtrů ke zkreslení v logaritmickém kmitočtovém měřítku na nižších kmitočtech. [18]

5.1 FIR filtry

FIR filtry mají poměrně jednoduchý návrh. Jsou to filtry nerekurzivní (bez zpětných vazeb), tudíž jsou vždy stabilní. Mají konečnou impulsní odezvu. Zajišťují lineární průběh fázové charakteristiky bez zkreslení (mají využití hlavně v audio sféře nebo biomedicíně). Nemají analogový ekvivalent a hůře se s nimi dosahuje vyšší strmosti, což má při větších strmostech za následek časové zpoždění. Přenosová funkce takového filtru je definována pouze polynomem v čitateli přenosové funkce.

5.1.1 Návrh FIR filtru metodou vzorkování kmitočtové charakteristiky

Při návrhu touto metodou se využívá transformace impulzové odezvy pomocí DFT z časové oblasti do frekvenční a zase zpět. Nejdříve se v obrazu dvoustranného spektra stanoví průběh kmitočtové charakteristiky (modulové i fázové). Charakteristika se navzorkuje N počtem bodů v pásmu $-Fs/2$ až $Fs/2$. Provede se zpětná DFT, jejímž výsledkem je impulsní odezva s N komplexními koeficienty.

5.1.2 Návrh FIR filtru metodou váhových oken

Obecným postupem při návrhu je vymezení kmitočtové charakteristiky vyjádřené pomocí Fourierovy řady v komplexním tvaru. Dále dojde k převedení na normalizovaný kmitočet a pomocí inverzní DFT získáme impulsní odezvu. Vybere se konečný počet vzorků symetricky rozložený okolo 0, dojde k váhování vhodnou okénkovací funkcí a posunutí odezvy o $(N-1)/2$ doprava, aby byl filtr kauzální.

5.2 IIR filtry

IIR filtry mají nekonečnou impulsní odezvu – jsou to filtry rekurzivní se zpětnými vazbami. Pokud je na vstup přiveden amplitudově neomezený signál, generoval by filtr signál s rostoucími amplitudami. Jedná se tedy o filtr, který může být nestabilní. Nemají lineární průběh fázové charakteristiky a lze jimi dosáhnout strmých přechodů mezi propustným a nepropustným pásmem. Přenosová funkce takového filtru je pak racionálně lomená funkce. Pokud má být filtr stabilní, musí být polynom v čitateli nejvýše stejného řádu jako ve jmenovateli.

5.2.1 Návrh IIR filtrů

Protože IIR filtry mají nekonečnou impulsní odezvu stejně jako analogové filtry, lze k návrhu použít transformaci do číslicové oblasti. Nejčastěji se využívá bilineární transformace. Pro realizaci přenosové funkce existuje několik typů aproximačních funkcí.

Butterworthova aproximace využívá analogového prototypu, který má pouze póly. Modulová kmitočtová charakteristika je monotónně klesající funkce a fázová charakteristika se nejvíce blíží lineárnímu průběhu. Strmost přechodového pásma je nejmenší.

Čebyševova aproximace I. řádu počítá s analogovým prototypem, který má pouze póly a zvlněnou modulovou kmitočtovou charakteristiku v propustném pásmu. Aproximace II. řádu počítá s analogovým prototypem, který má póly i nulové body. Modulová kmitočtová charakteristika se pak zvlní v nepropustném pásmu.

Eliptická (Cauerova) aproximace počítá s analogovým prototypem, který má póly i nulové body. Modulová kmitočtová charakteristika se zvlní v propustném i nepropustném pásmu. Strmost filtru je sice největší, ale fázová kmitočtová charakteristika se nejvíce odlišuje od lineárního průběhu. [6]

5.3 Filtry s borcenou kmitočtovou osou

Filtry s borcenou kmitočtovou osou (warped filtry) využívají kmitočtově závislé zpožďovací členy. Přenosová funkce filtru vypadá takto

$$\tilde{z}^{-1} = D_1(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}}. \quad (5.1)$$

Parametry λ se ovlivňuje zkreslení kmitočtové osy, kdy vhodná hodnota tohoto parametru ($\lambda = 0,7233$) odpovídá psychoakustické Barkově škále. Kladné hodnoty tohoto parametru zvyšují rozlišení na vyšších kmitočtech, záporné na nižších kmitočtech. Při návrhu filtru se namapuje cílová kmitočtová nebo impulsní odezva na zborcenou kmitočtovou/časovou osu. Návrh ve zborcené oblasti proběhne Pronyho nebo Steiglitz-McBride metodou. Filtr se pak namapuje zpět ze zborcené oblasti. [19]

6. MĚŘENÍ

Úkolem praktické části bylo změřit impulsní odezvy reproduktoru v místnosti v různých polohách posluchače a najít vhodnou metodu interpolace pro dopočítání impulsní odezvy uvnitř měřené mřížky mimo uzlové body. Pro měření byly použity dva měřicí signály. Prvním signálem byl signál MLS, druhým signálem byl lineárně přeladovaný harmonický signál.

6.1 Měřicí soustava

Jako měřicí hardware byl použit kondenzátorový mikrofón Steinberg ST-M01 s kardioidní směrovou charakteristikou. Jako zvuková karta byl použit interface Steinberg UR22 MkII běžící na vzorkovací frekvenci 48 kHz. Jako reproduktor byl použit soundbar Creative D200. Protože bylo úkolem změřit impulsní charakteristiku celé soustavy, volba nerovného reproduktoru nevádí, protože následná kompenzace frekvenčních charakteristik bude probíhat pro celou soustavu.

6.2 Měřicí mřížka

Počátečním bodem měřicí mřížky byl bod $[0; 0; 0]$. Poloha mikrofónu v této poloze odpovídá výšce a směru hlavy (90 cm nad zemí a úhlu 30° vztaženého na normálu reproduktoru) při pohledu na televizi se soundbarem. Délka kroku pro měření uzlových bodů byla 25 cm. Výsledná mřížka tedy odpovídá čtvercovým rovinám s 16 body ve 4 různých hodnotách výšky (souřadnice z) $[-50; -25; 0; 25]$.

6.3 Měřicí program a použité signály

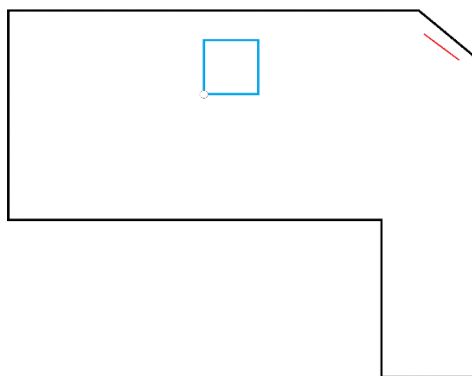
Pro měření byl použit program EASERA. Nastavení programu odpovídalo době měření 1,4 s. Signál MLS byl váhován růžovým šumem. Přeladovaný harmonický signál byl váhován bílým šumem. Po nastavení vhodné výstupní úrovně soustavy bylo nastaveno průměrování na 10 period. Do soustavy byla poslána jedna perioda před samotným měřením z důvodu vybuzení místnosti. Po změření bylo možné okamžitě zobrazit normalizovanou impulsní odezvu a její transformaci do modulově kmitočtové roviny. Po změření uzlového bodu byla impulsní odezva uložena jako soubor s příponou .wav s názvem korespondujícím s polohou mikrofónu. Při dalším kroku měření mřížky již nastavení výstupní úrovně neprobíhalo, aby se v měření projevíly rozdíly intenzity hlasitosti v jednotlivých bodech místnosti. Takto bylo změřeno celkem 64 impulsních odezev pro signál MLS a stejný počet pro přeladovaný harmonický signál.

7. AKUSTICKÝ POPIS MĚŘENÉ MÍSTNOSTI

Tato kapitola slouží k popsání rozměrů místnosti a jejích akustických vlastnostech odečtených z impulzové odezvy v bodě $[0; 0; 0]$.

7.1 Odhad rozměrů místnosti

Tvar místnosti je zachycen na obrázku 7.1. Modře je vyjádřena rovina, ve které probíhalo měření v souřadnicích os x a y , červenou úsečkou je vyjádřena přibližná pozice a úhel reproduktoru a šedým bodem je označena poloha bodu $[0; 0; 0]$.



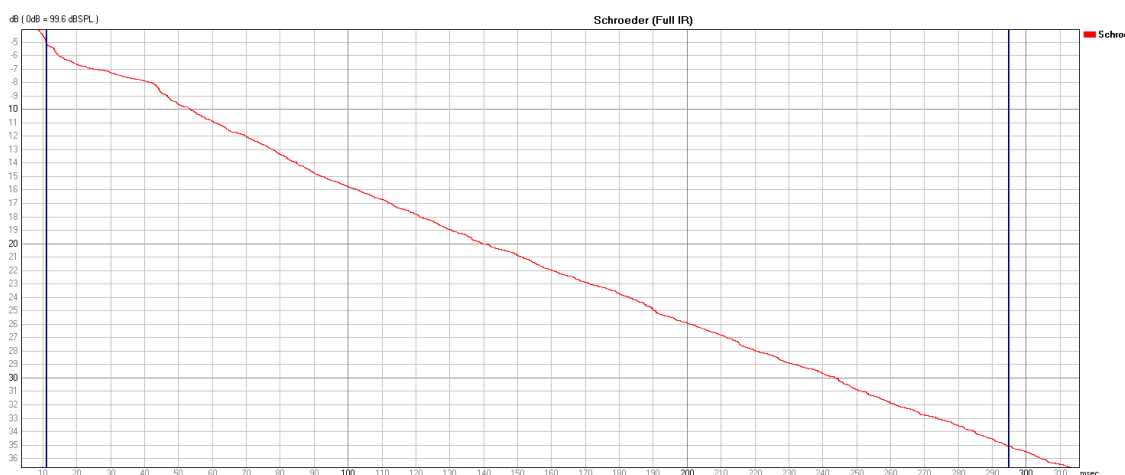
Obrázek 7.1 Přibližný tvar místnosti.

7.2 Změřené akustické parametry místnosti

Pro všechny změřené hodnoty v této kapitole byla použita impulsní odezva změřená pomocí signálu MLS v bodě $[0; 0; 0]$

7.2.1 Doba dozvuku místnosti

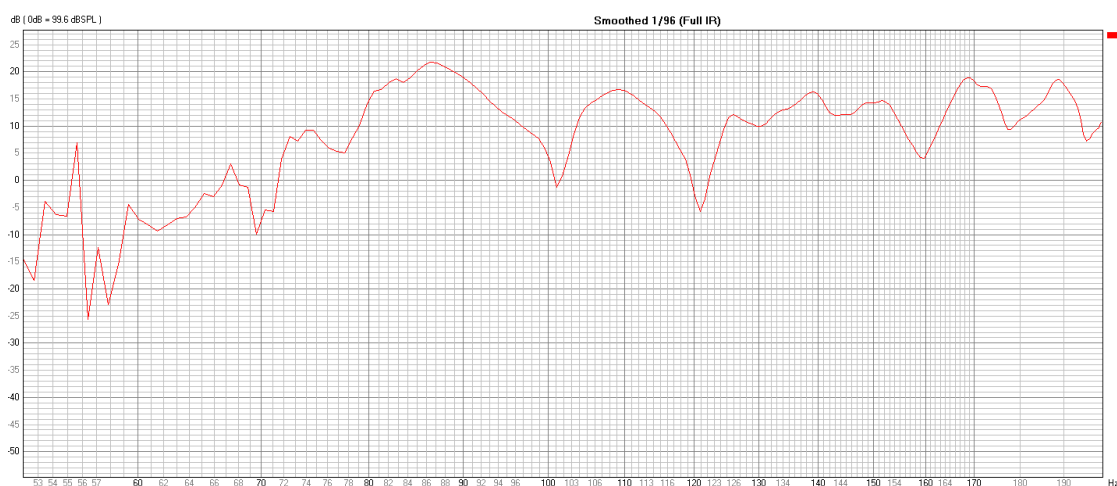
Pro určení doby dozvuku místnosti byl použit parametr $RT30$. Celková doba dozvuku byla určena dosazením doby poklesu o 30 dB do vztahu (2.12). Odečtení proběhlo pomocí programu EASERA ze zobrazení Schroederova integrálu na obrázku 7.2. Výsledná doba dozvuku místnosti byla určena jako $RT30 = T_{60} = 0,57$ ms.



Obrázek 7.2 Zobrazení Schroederova integrálu a odečtení poklesu o 30 dB.

7.2.2 Módy místnosti

Při pokusu o odečtení módů místnosti bylo zobrazeno v programu EASERA frekvenční spektrum 7.3 s vyhlazováním 1/96 v rozsahu 52 Hz až 200 Hz.

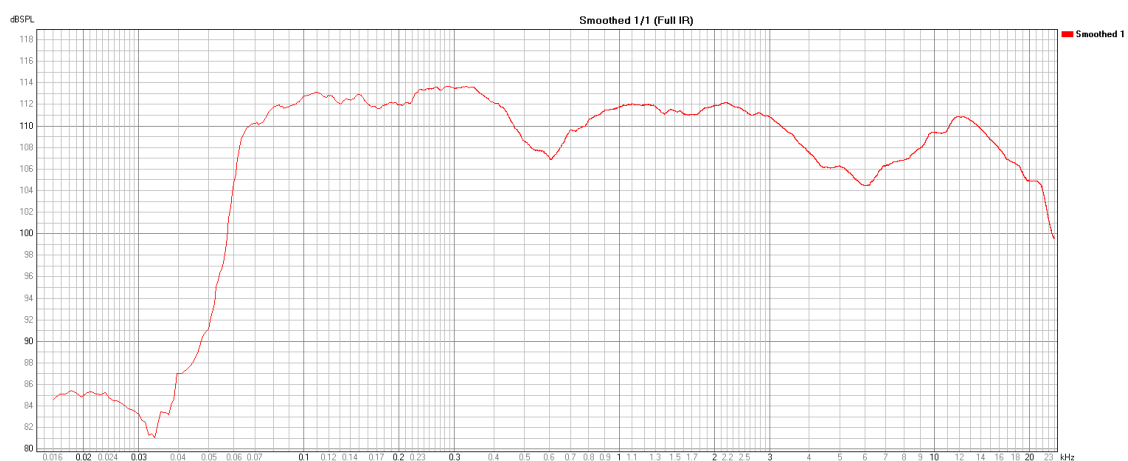


Obrázek 7.3 Zobrazení kmitočtové charakteristiky pro odečtení kmitočtů módů.

Z obrázku 7.3 lze odečíst první mód na frekvenci 55,93 Hz, který by mohl vlnovou délkou odpovídat rozměru nejdelší stěny místnosti. Další módy by mohly být na frekvencích 86,72 Hz, 109,47 Hz, 139,17 Hz 169,19 Hz a 188,6 Hz. Tyto hodnoty jsou pouze orientační na základě měření nekalibrovanou technikou.

7.2.3 Frekvenční charakteristika soustavy

Pro popis frekvenční charakteristiky na obrázku 7.4 bylo využito zobrazení FFT v programu EASERA s vyhlazováním 1/1.



Obrázek 7.4 Zobrazení kmitočtové charakteristiky soustavy.

8. POROVNÁNÍ METOD INTERPOLACE

Pro porovnání metod interpolace byly mezi uzlovými body v mřížce naměřeny impulsní odezvy ve dvou místech. Prvním bod byl zvolen u kraje mřížky v největší vzdálenosti od reproduktoru [70; 0; 0]. Druhý bod byl bod uprostřed mřížky [55; 45; -10], kde je také očekávána větší přesnost interpolačních metod.

8.1 Analýza odezev impulsních signálů

Pro určení přesnosti interpolace byla provedena analýza pro různý počet vzorků (nejkratší počet 4800, nejdelší počet 65536) pěti metodami funkce *interp3* (linear, nearest, cubic, makima, spline) v prostředí MATLAB. Pro načtení impulsních odezev byla napsána funkce GET_WAV_VEC.m. Pokud naměřené impulsní odezvy v uzlových bodech odpovídají názvu bodů v předem nadefinované mřížce, hlavní skript si tuto funkci zavolá a přiřadí .wav soubory jednotlivým uzlovým bodům podle názvu.

```
function wav_vec = GET_WAV_VEC(v)
x = v(1);
y = v(2);
z = v(3);
% funkce, která vrati vektor dat z wav souboru namereneho v dane
souradnici
filename = [num2str(x, '%02d') num2str(y, '%02d') num2str(z, '%02d')
'.wav'];
wav_vec = audioread(filename);
```

Pro porovnání přesnosti jednotlivých metod mezi sebou byl pro kvantifikaci přesnosti zaveden výpočet RMSE odpovídající odmocnině střední kvadratické chyby.

V této kapitole je pro všechny grafy frekvenčních charakteristiky z prostředí MATLAB použito Blackmanovo okno o délce 2048 samplů. Všechny frekvenční odezvy jsou pro přehlednost filtrovány Savitzky-Golayovo filtrem stupně 35. Jedná se o digitální filtr sloužící k vyhlazení dat bez zkreslení signálu. Tento filtr byl později nahrazen vhodnějším zlomko-oktátovým vyhlazováním.

8.2 Analýza metody pro body naměřené pomocí MLS

8.2.1 Pro bod [55; 45; -10]

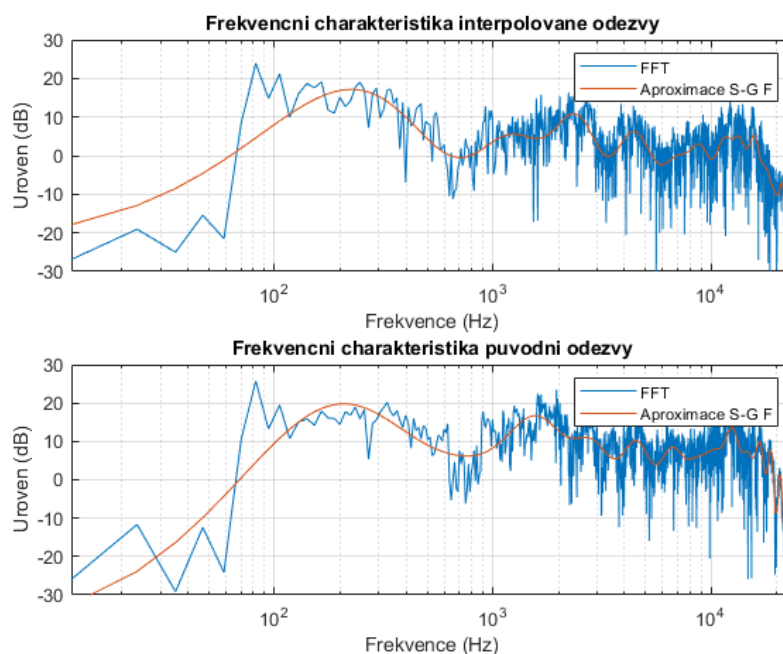
Pro přehlednost dat byly jednotlivé hodnoty RMSE zaneseny do tabulky 8.1. Platí, že čím nižší hodnota, tím více odpovídá interpolovaná odezva odezvě původní.

Tabulka 8.1 Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce *interp3* pro bod [55; 45; -10], měřeno signálem MLS

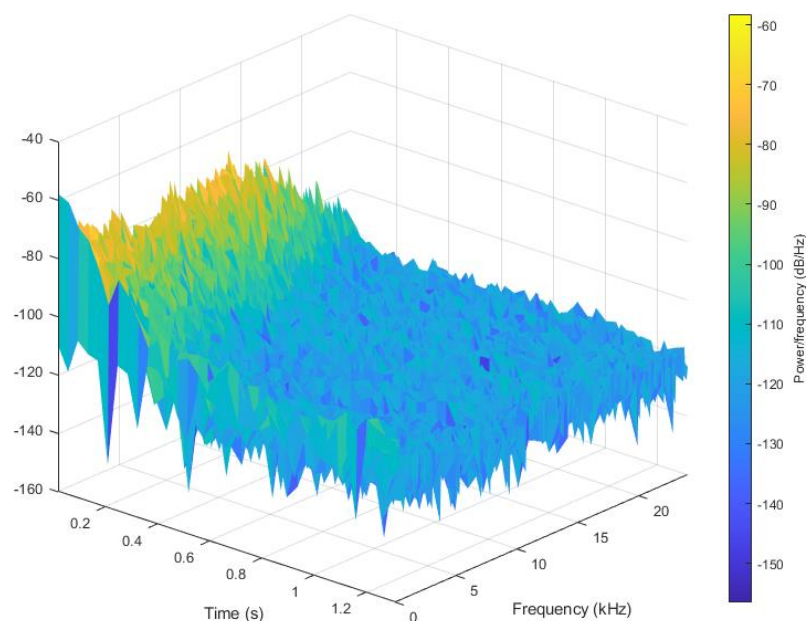
Počet samplů	Délka odezvy [s]	Linear	Nearest	Cubic	Makima	Spline
4800	0,1	3,6845	4,6642	4,2380	4,0518	4,3554
9600	0,2	3,7328	4,7321	4,2926	4,1047	4,4103
19200	0,4	3,7379	4,7384	4,2984	4,1103	4,4161
24000	0,5	3,7381	4,7387	4,2986	4,1105	4,4163
28800	0,6	3,7382	4,7388	4,2987	4,1107	4,4165
38400	0,8	3,7385	4,7391	4,2990	4,1109	4,4167
48000	1,0	3,7387	4,7394	4,2992	4,1112	4,4170
65536	1,4	3,7392	4,7400	4,2998	4,1170	4,4175

Z tabulky 8.1 lze jednoznačně určit, že lineární metoda byla nejpřesnější. Také si lze všimnout stoupající hodnoty RMSE v závislosti na počtu samplů/délce odezvy. Pro menší počet samplů je interpolace sice přesnější, ale zhoršuje se pak frekvenční rozlišení výsledné DFT. Nevýhodou delší doby odezvy je projev difúzního dozvuku.

Obrázek 8.1 slouží pro porovnání frekvenční charakteristika získané z interpolované impulsní odezvy a z měřené impulsní odezvy. Na obrázku 8.2 je pak spektrogram výsledné interpolované impulsní odezvy.



Obrázek 8.1 Frekvenční charakteristika interpolované a původní impulsní odezvy.



Obrázek 8.2 Spektrogram výsledné impulzové odezvy MLS.

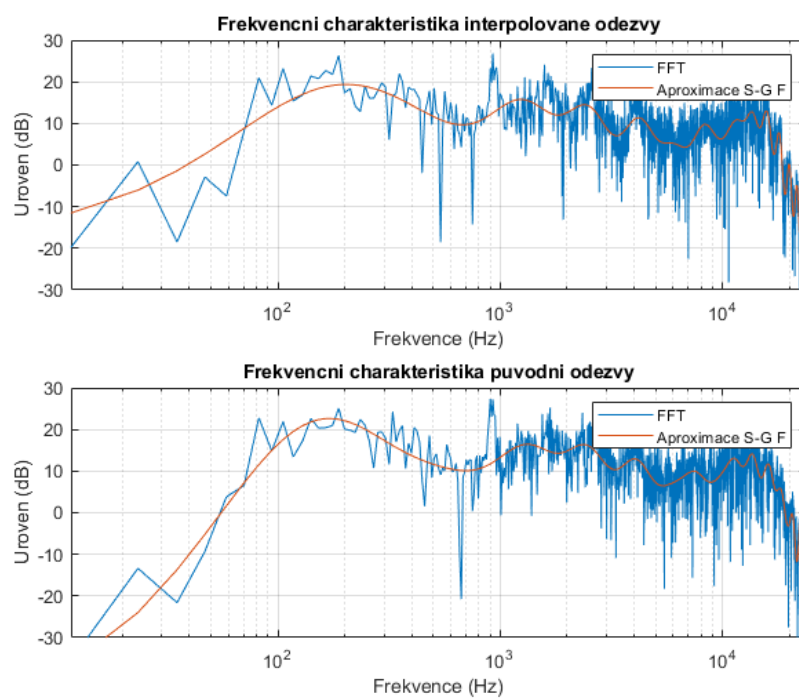
8.2.2 Pro bod [70; 0; 0]

Pro přehlednost jsou výsledky chyby RMSE uvedené v tabulce 8.2.

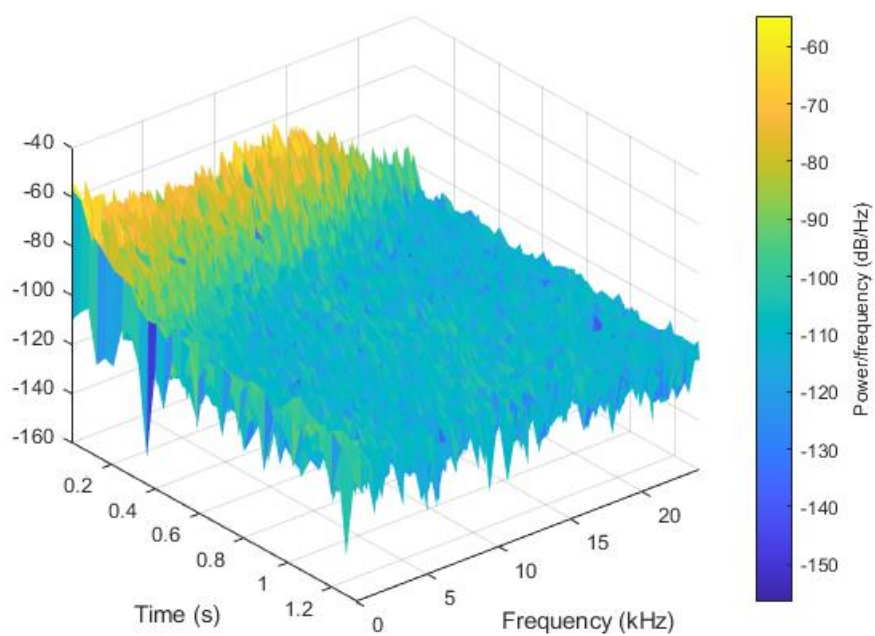
Tabulka 8.2 Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce *interp3* pro bod [70; 0; 0], měřeno signálem MLS

Počet samplů	Délka odezvy [s]	Linear	Nearest	Cubic	Makima	Spline
4800	0,1	5,4449	5,8990	5,4717	5,4546	5,6991
9600	0,2	5,5466	6,0116	5,5691	5,5529	5,7945
19200	0,4	5,5592	6,0253	5,5813	5,5652	5,8066
24000	0,5	5,5596	6,0258	5,5817	5,5656	5,8070
28800	0,6	5,5599	6,0262	5,5820	5,5659	5,8078
38400	0,8	5,5605	6,0269	5,5826	5,5665	5,8083
48000	1,0	5,5610	6,0275	5,5861	5,5670	5,8083
65536	1,4	5,5620	6,0287	5,5840	5,5679	5,8092

I zde lze určit lineární metodu jako nejpřesnější metodu interpolace impulzové odezvy. Obrázek 8.3 slouží pro porovnání výsledných frekvenčních charakteristik a na obrázku 8.4 je výsledný spektrogram impulsní odezvy.



Obrázek 8.3 Frekvenční charakteristika interpolované a měřené impulsní odezvy.



Obrázek 8.4 Spektrogram výsledné impulsové odezvy – přeladovaný signál.

8.3 Analýza metody pro body naměřené pomocí přeladovaného harmonického signálu

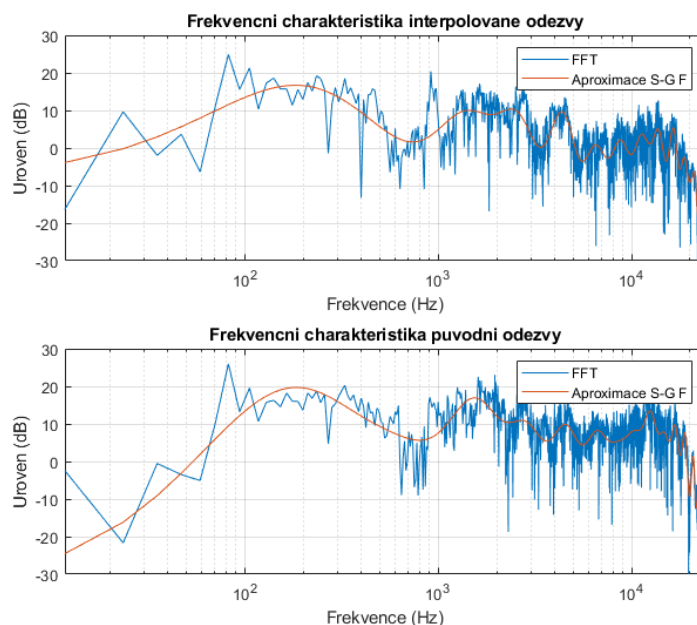
8.3.1 Pro bod [55; 45; -10]

Výsledky chyby RMSE jsou zapsány v tabulce 8.3.

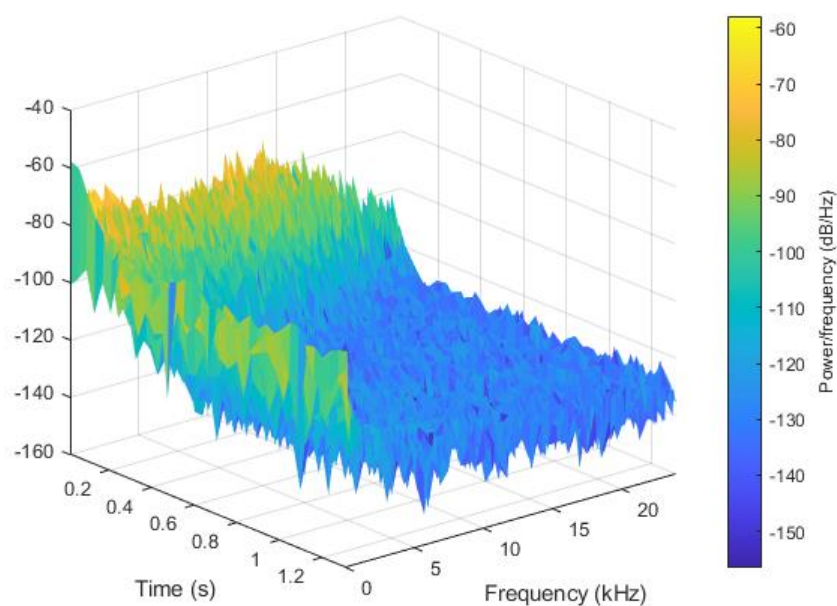
Tabulka 8.3 Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce *interp3* pro bod [55; 45; -10], měřeno přeladovaným signálem

Počet samplů	Délka odezvy [s]	Linear	Nearest	Cubic	Makima	Spline
4800	0,1	3,5551	4,3862	3,9929	3,8609	4,0665
9600	0,2	3,6047	4,4504	4,0472	3,9136	4,1214
19200	0,4	3,6103	4,4586	4,0539	3,9201	4,1283
24000	0,5	3,6112	4,4610	4,0551	3,9211	4,1294
28800	0,6	3,6122	4,4657	4,0571	3,9228	4,1314
38400	0,8	3,6139	4,4735	4,0602	3,9255	4,1345
48000	1,0	3,6153	4,4765	4,0621	3,9272	4,1363
65536	1,4	3,6176	4,4815	4,0653	3,9299	4,1393

Stejně jako v případě signálu MLS i zde vychází lineární metoda jako nejvhodnější. Porovnání výsledných frekvenčních charakteristik je na obrázku 8.5 a výsledný spektrogram interpolované odezvy je na obrázku 8.6.



Obrázek 8.5 Frekvenční charakteristika interpolované a původní impulsní odezvy měřené přeladovaným signálem.



Obrázek 8.6 Spektrogram výsledné impulzové odezvy – přeladovaný signál.

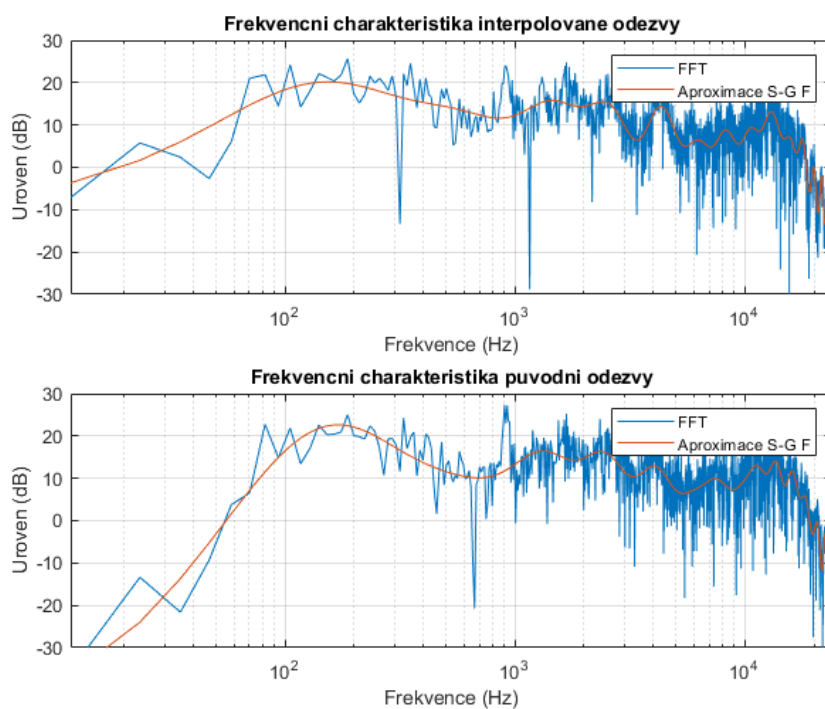
8.3.2 Pro bod [70; 0; 0]

Hodnoty RMSE jsou zapsány v tabulce 8.4.

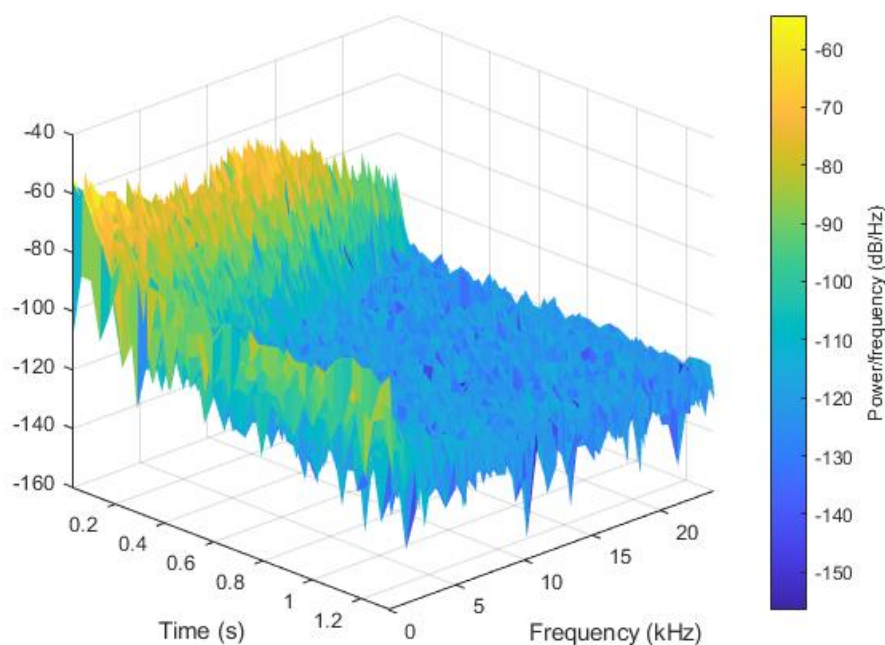
Tabulka 8.4 Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce *interp3* pro bod [70; 0; 0], měřeno přeladovaným signálem

Počet samplů	Délka odezvy [s]	Linear	Nearest	Cubic	Makima	Spline
4800	0,1	5,2250	5,9909	5,4374	5,4498	5,4761
9600	0,2	5,6315	6,1118	5,5442	5,5569	5,5841
19200	0,4	5,6545	6,1337	5,5686	5,5809	5,6097
24000	0,5	5,6630	6,1401	5,5784	5,5904	5,6205
28800	0,6	5,6697	6,1447	5,5864	5,5980	5,6291
38400	0,8	5,6746	6,1494	5,5910	5,6026	5,6333
48000	1,0	5,6771	6,1520	5,5942	5,6056	5,6375
65536	1,4	5,6917	6,1638	5,6111	5,6219	5,6562

Zde si lze opět všimnout, že nejvhodnější metodou interpolace je lineární metoda. Mezi počtem samplů je vidět velký skok chyby RMSE. Porovnání frekvenční charakteristiky původní a interpolované odezvy je na obrázku 8.7 a spektrogram interpolované odezvy je na obrázku 8.8.



Obrázek 8.7 Frekvenční charakteristika interpolované a původní impulsní odezvy měřené přeladovaným signálem.



Obrázek 8.8 Spektrogram výsledné impulzové odezvy – přeladovaný signál.

9. OPTIMALIZACE VÝPOČTŮ ODCHYLKY A INTERPOLOVANÉ ODEZVY

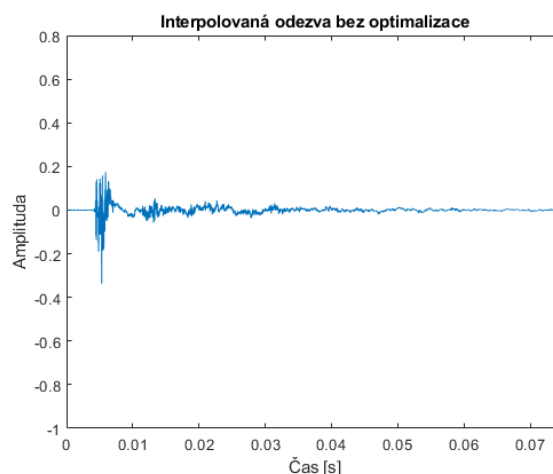
Protože výsledky normované odchylky v předchozí kapitole nesplňovaly očekávání a zároveň byly výsledné interpolované odezvy značně rozdílné v časové oblasti od naměřených skutečných bodů, bylo potřeba optimalizovat nejen výpočet samotné interpolace, ale využít i zlomko-oktávového vyhlazování frekvenčních odezev pro přesnější výpočet normované odchylky.

9.1 Optimalizace výpočtu interpolovaných odezev

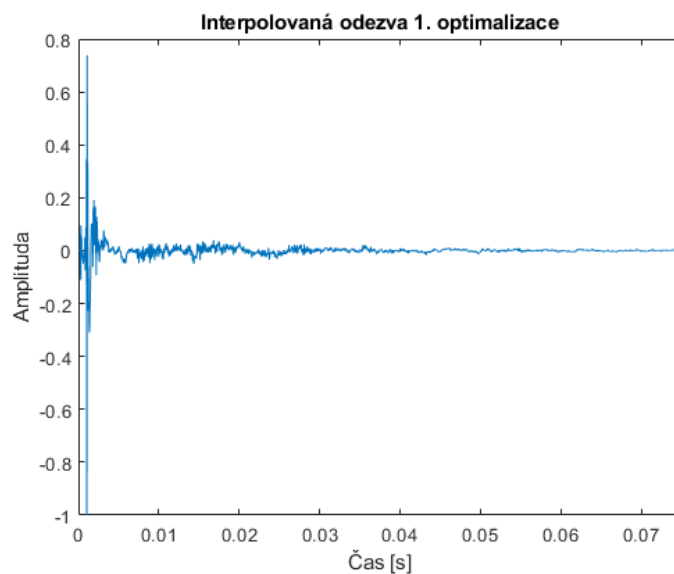
Při původním výpočtu byly interpolace prováděny z nezkrácených naměřených odezev bez synchronizace počátků – v tomto případě maximum z absolutní hodnoty velikosti samplu. Pro tuto synchronizaci byla napsána jednoduchá funkce zkracující načítané odezvy v maximum mínus uživatelem určený počet vzorků a zároveň doplní stejný počet vzorků nulami na konci odezvy.

```
function v = zesimikuj_vektor(x, len, k)
% x - vstupni vektor
% len - jak dlouhy ma celkem byt vystupni vektor
% kdyz se len nezada tak se predpoklada stejna delka obou
if nargin == 1
    len = length(x);
    k = 5;
end
[~, idx] = max(abs(x));
v = x(idx-k:end);
v = padarray(v, [0, len-length(v)], 'post');
```

Na obrázku 9.1 je pak původní interpolovaná impulsní odezva a na obrázku 9.2 je již po optimalizaci.

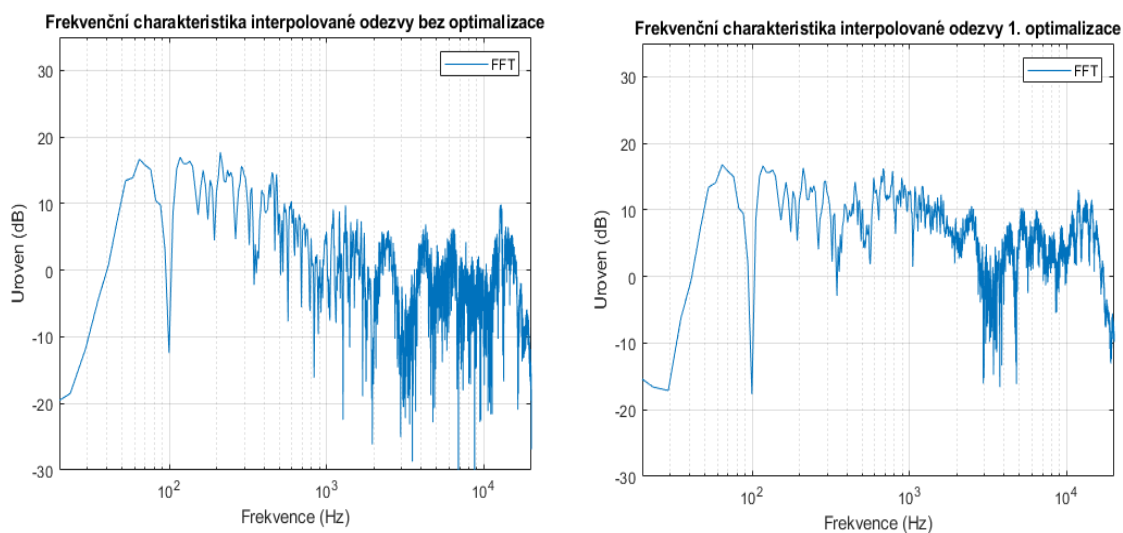


Obrázek 9.1 Interpolovaná impulsní odezva před optimalizací.

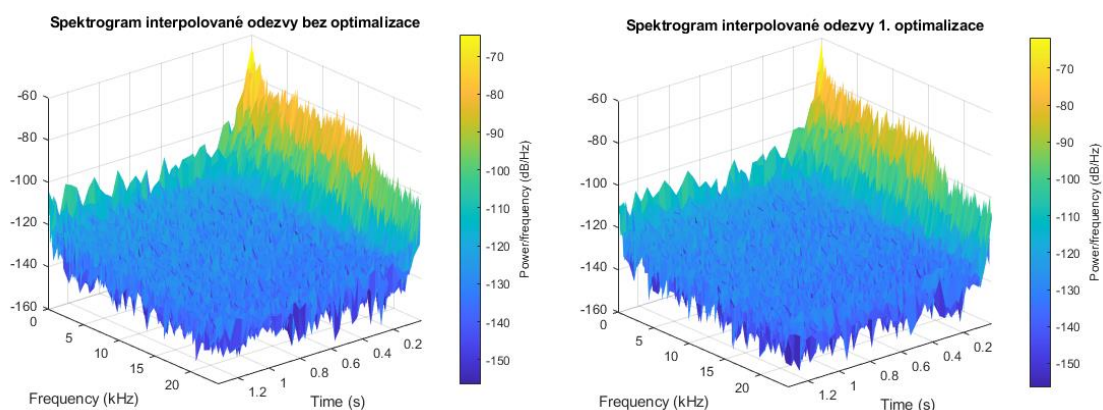


Obrázek 9.2 Interpolovaná impulsní odezva po optimalizaci ustrižením.

Výsledné frekvenční odezvy pro odezvu bez optimalizace a 1. optimalizaci jsou na obrázku 9.3 a na obrázku 9.4 jsou spektrogramy pro jednotlivé odezvy. Lze si všimnout, že nedošlo k žádné výrazné změně frekvenčního spektra a 1. optimalizace posloužila hlavně pro zjednodušení další práce s odezvou.



Obrázek 9.3 Frekvenční odezva neoptimalizované a optimalizované odezvy.



Obrázek 9.4 Spektrogramy neoptimalizované a optimalizované odezvy.

9.2 Optimalizace pomocí zlomko-oktávového vyhlazování

Pro výpočet RMSE a výsledné konvoluce ukázek poslechových testů s impulsními odezvami bylo použito zlomko-oktávové vyhlazování. Nejdříve došlo k načtení naměřených odezev a jejich ustřižení. Dalším krokem byl výpočet průměrné odezvy interpolací. Tato odezva pak bylo uložena do souboru .wav a do výsledného vektoru. Tento vektor byl dále načten a vyhlazen vyhlazovací funkcí. Pro následný výpočet odchylky byly načteny jednotlivé změřené odezvy, vyhlazeny, a došlo k výpočtu parametru RMSE. V návaznosti na kapitolu 8.3 pak byly opět propočítány odchylky pro vybrané body [70, 0, 0] a [55, 45, -10].

Tabulka 9.1 Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce *interp3* pro bod [70; 0; 0], měřeno přeladovaným signálem a vyhlazeno.

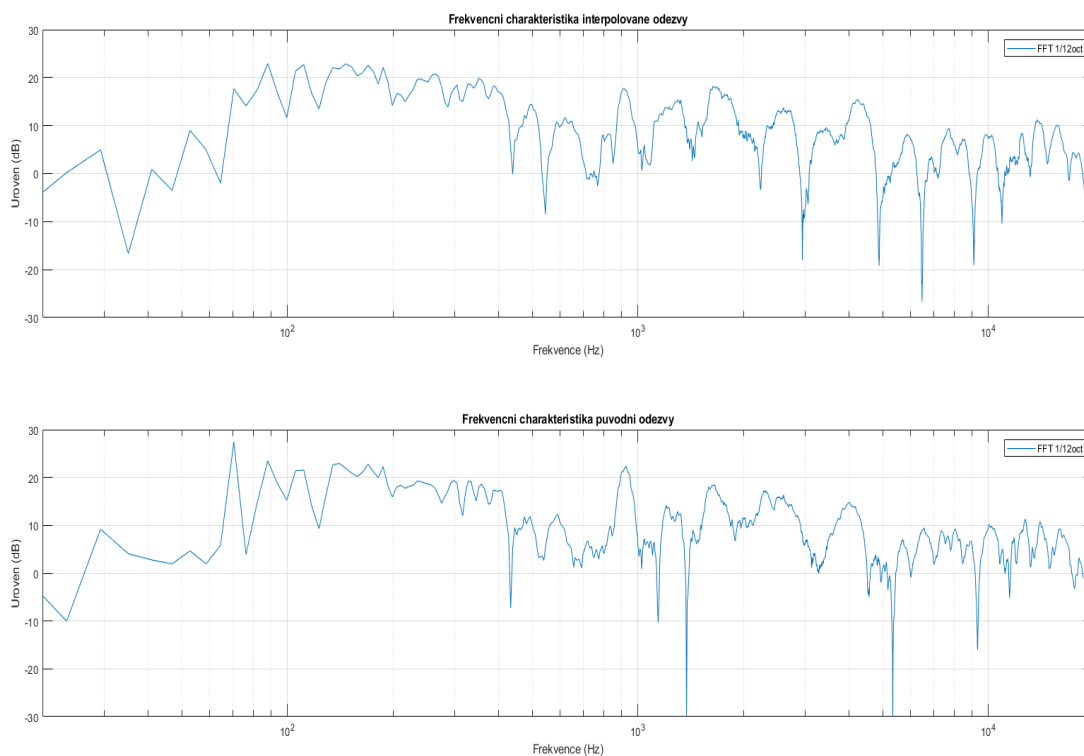
Vyhlazování	Linear	Spline	Nearest	Cubic	Makima
1/48	3,0169	3,9295	3,2700	3,0757	3,0433
1/24	2,6005	3,5075	2,8098	2,6771	2,6402
1/12	2,1640	2,9493	2,3285	2,2349	2,2016

Tabulka 9.2 Hodnoty RMSE pro jednotlivé metody funkce *interp3* pro bod [55; 45; -10], měřeno přeladovaným signálem a vyhlazeno.

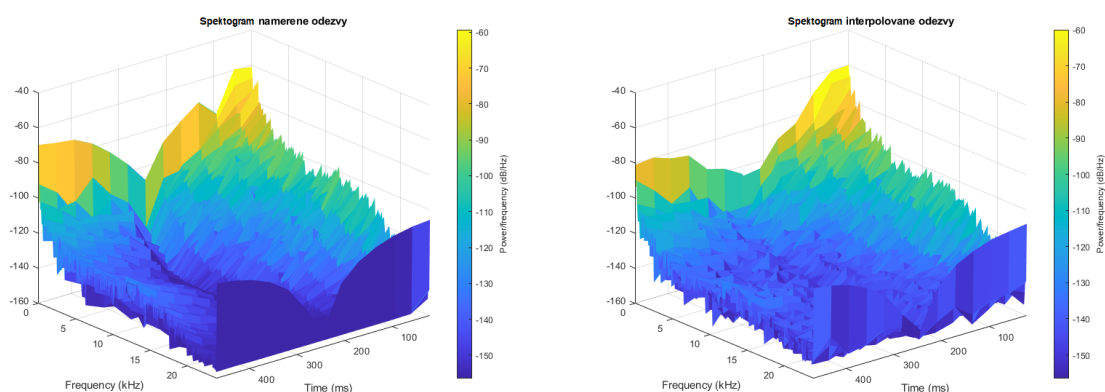
Vyhlazování	Linear	Spline	Nearest	Cubic	Makima
1/48	2,6328	2,7750	2,9619	2,7035	2,6152
1/24	2,4030	2,4876	2,6012	2,4207	2,3481
1/12	2,1152	2,0937	2,0786	2,0404	1,9878

Podle výsledků v tabulce 9.1 a 9.2 pak lze určit, že odchylka klesá v závislosti na šířce zlomko-oktávového vyhlazování (čím hrubší vyhlazení, tím menší odchylka).

Zároveň pak díky těmto výsledkům došlo k vybrání nejvhodnější interpolační metody. Na základě odchylek byla vybrána metoda makima pro výpočet výsledných impulzových odezv určených k následné kompenzaci. Na obrázku 9.5 je pak porovnání výsledné frekvenční odezvy dypočítané impulzové odezvy a skutečné odezvy bodu [70, 0, 0]. Na obrázku 9.6 jsou porovnány údaje stejného bodu formou spektrogramů.

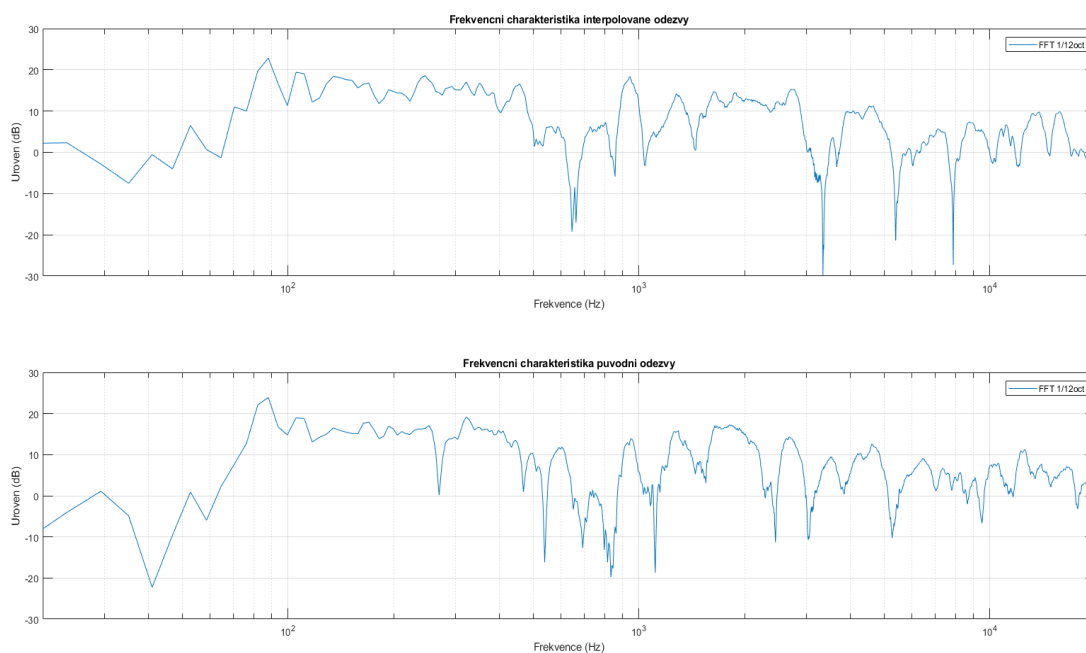


Obrázek 9.5 Porovnání frekvenční charakteristiky interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [70, 0, 0].

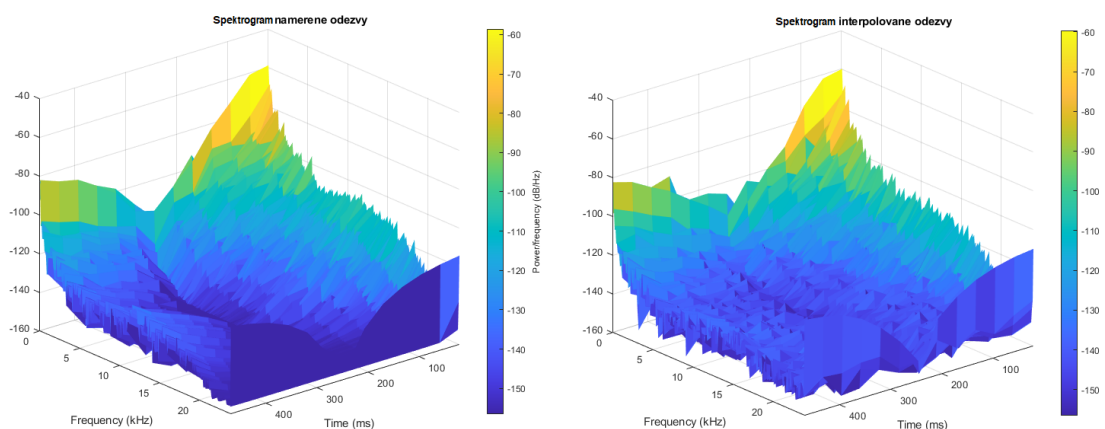


Obrázek 9.6 Porovnání spektrogramů interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [70, 0, 0].

Na obrázcích 9.7 a 9.8 je pak stejné porovnání pro bod [55, 45, -10].



Obrázek 9.7 Porovnání frekvenční charakteristiky interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [55, 45, -10].



Obrázek 9.8 Porovnání spektrogramů interpolované odezvy a skutečné odezvy po vyhlazení pro bod [55, 45, -10].

Z porovnání výsledných frekvenčních charakteristik je jasné, že interpolace jsou přesnější na nižších kmitočtech a na středních až vyšších kmitočtech částečně frekvenční charakteristiku zkreslují.

10. VÝSLEDKY MĚŘENÍ MÍSTNOSTÍ

V návaznosti na analýzu dat a optimalizaci výsledků v předchozí kapitole jsou v následující kapitole překládány výsledky měření v jednotlivých místnostech, jejich výsledné impulzové odezvy a odchylky pro body později použité v poslechových testech. Pro výpočty v následující kapitole byly využity pouze odezvy naměřené exponenciálně přeladovaným sinusovým signálem.

Body byly vybrány do poslechových testů podle vzdálenosti od pomyslného středu měření krychle [37,5 37,5 -12,5]. 4 body byly vybrány nejbližše středu, tam lze předpokládat menší odchylku. 4 další body byly vybrány na nejvzdálenějších hranách krychle. Pro všechny body byla vybrána referenční výška $z = 0$.

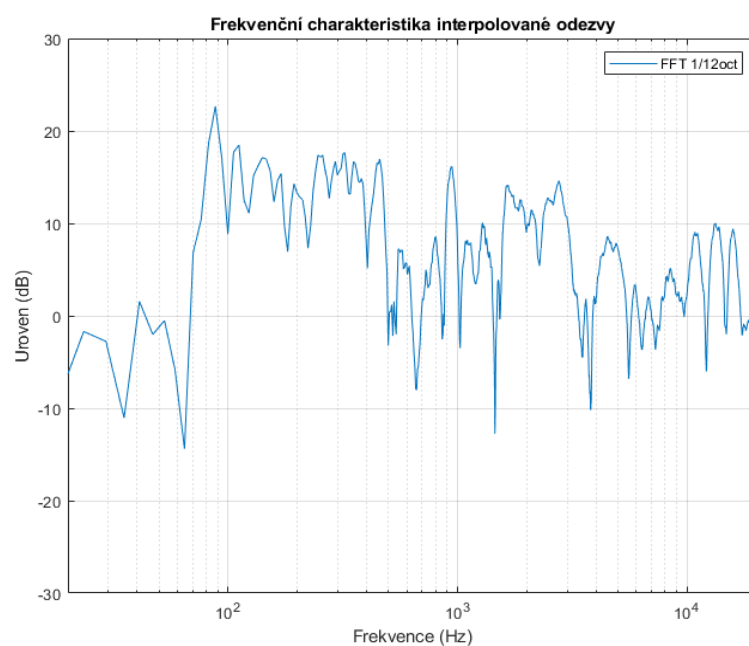
10.1 Obývací pokoj

V této místnosti nejvíce výslednou odezvu ovlivnilo umístění reproduktoru. Reprodukter byl umístěn v malé obdélníkové polici, ve které docházelo k odrazům a částečně i k ozvěně na nižších kmitočtech.

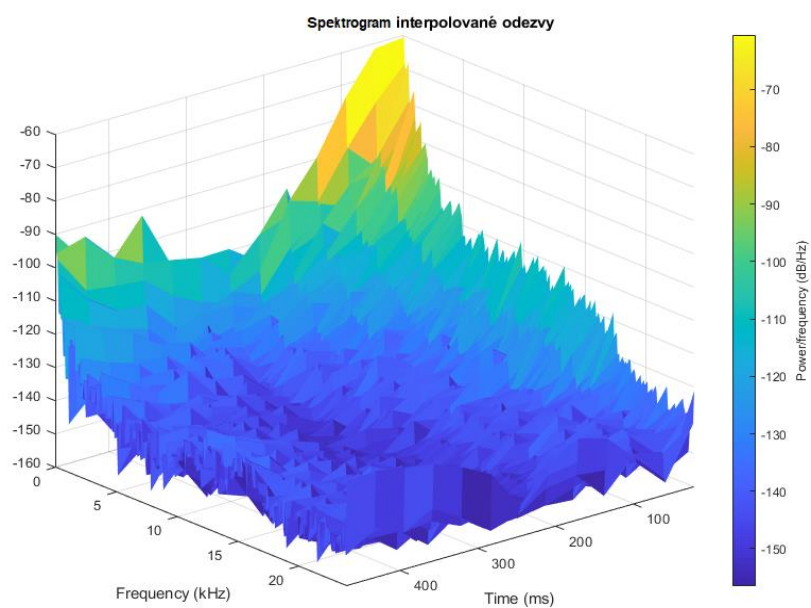
Tabulka 10.1 Hodnoty RMSE pro jednotlivé body v místnosti obývacího pokoje.

Body	[0, 0]	[0, 75]	[25, 25]	[25, 50]	[50, 25]	[50, 50]	[75, 0]	[75, 75]
RMSE	1,9146	2,7066	2,4423	2,7562	2,6528	2,4700	3,5091	3,2791

Na výsledcích spočítaných odchylek se neprojevil žádný čitelný trend. Ačkoliv pro prostřední 4 hodnoty vychází odchylka konzistentně, pro body na hranách a hlavně bod [0, 0] je tomu jinak. Toto měření mohla výrazně ovlivnit měřicí technika, neboť pro toto měření ještě nebyl použit měřicí mikrofón. Lze uvažovat nad tím, že s rostoucí vzdáleností od zdroje roste i hodnota odchylky. Frekvenční odezva interpolovaného bodu je pak na obrázku 10.1 a spektrogram na obrázku 10.2.



Obrázek 10.1 Frekvenční charakteristika výsledné impulzové odezvy místnosti.



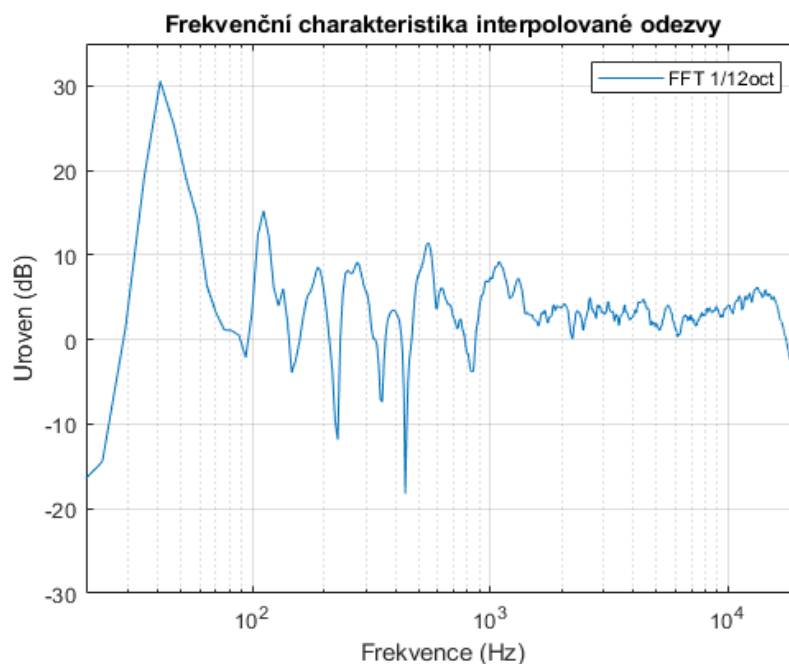
Obrázek 10.2 Spektrogram interpolované impulsní odezvy pro místnost obývacího pokoje.

10.2 Nahrávací studio

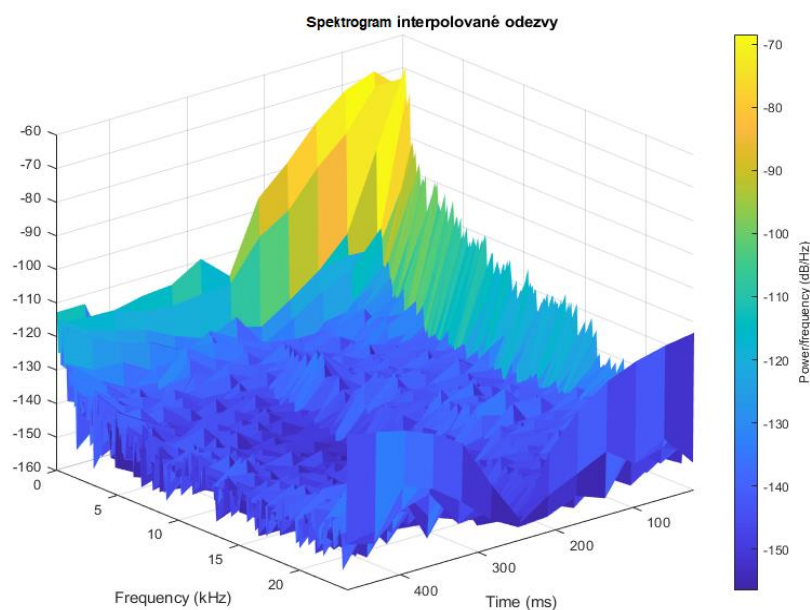
V této místnosti výsledné měření ovlivnil špatně nastavený crossovery mezi monitory a subwooferem. Jednalo se o monitory KRK RP5 a subwoofer KRK SUB 10S. To mělo za následek velký peak (viz obrázek 10.3) v okolí kmitočtu 60 Hz, což bylo znatelné i během poslechových testů. Místnost samotná je pak obdélníkového tvaru a je amatérsky akusticky ošetřená. Výsledky odchylek jsou v tabulce 10.2. Výsledná frekvenční charakteristika interpolované odezvy je na obrázku 10.3 a její spektrogram na obrázku 10.4. Oproti místnosti měřené obyčejným mikrofonom jsou výsledné odchylky konzistentní. Lze tedy usuzovat, že na měření první místnosti měla vliv použitá technika.

Tabulka 10.2 Hodnoty RMSE pro jednotlivé body v místnosti nahrávacího studia.

Body	[0, 0]	[0, 75]	[25, 25]	[25, 50]	[50, 25]	[50, 50]	[75, 0]	[75, 75]
RMSE	1,2572	1,3126	1,6784	1,5276	1,3385	1,2126	1,5700	1,3306



Obrázek 10.3 Frekvenční charakteristika výsledné impulzové odezvy místnosti nahrávacího studia.



Obrázek 10.4 Spektrogram interpolované impulsní odezvy pro místnost nahrávacího studia.

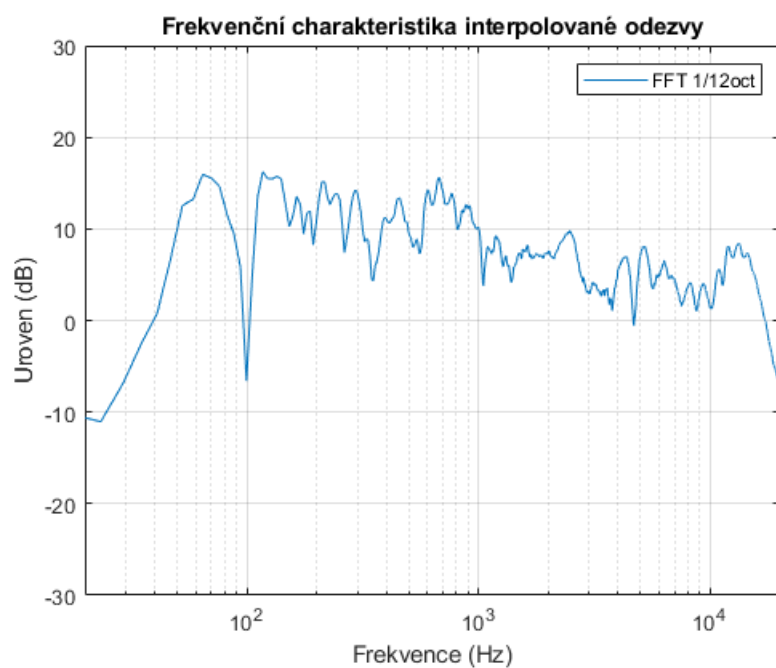
10.3 Laboratorní studio SC 1.23

Poslední měřenou místností byla laboratoř SC 1.23 v prostorách VUT FEKT v Brně. K měření byl využit nahrávací pult SoundCraft GB2R, do jehož vstupů line-in byla připojena zvuková karta z výstupů balanced line-out.

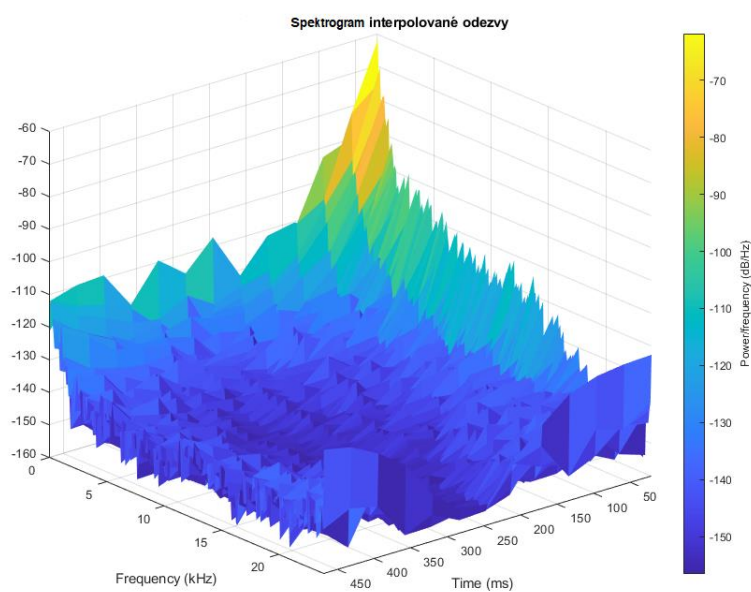
Tabulka 10.3 Hodnoty RMSE pro jednotlivé body v místnosti SC 1.23.

Body	[0, 0]	[0, 75]	[25, 25]	[25, 50]	[50, 25]	[50, 50]	[75, 0]	[75, 75]
RMSE	1,8143	1,5757	1,8576	1,3320	1,6653	1,7645	1,4908	2,0025

V tabulce 10.3 jsou uvedeny odchylky pro jednotlivé body. Opět jsou konzistentní u všech bodů, a dokonce se zde projevuje i rostoucí vzdálenost měřícího mikrofону u bodu [75, 75, 0]. Na obrázku 10.5 je pak frekvenční charakteristika výsledné odezvy a na obrázku 9.6 spektrogram.



Obrázek 10.5 Frekvenční charakteristika výsledné impulzové odezvy místnosti SC 1.23.



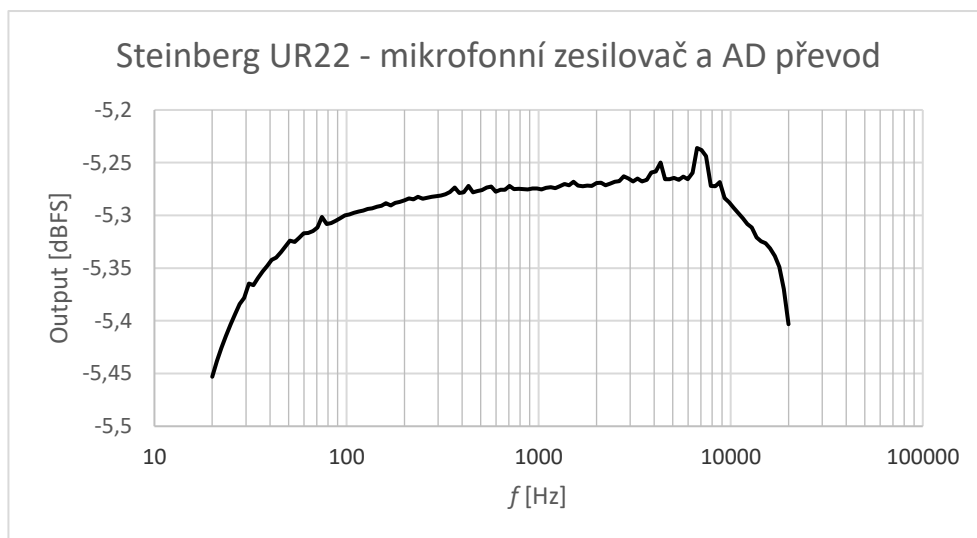
Obrázek 10.6 Spektrogram interpolované impulsní odezvy pro místnost SC 1.23

10.4 Vliv měřicího hardware na výsledky

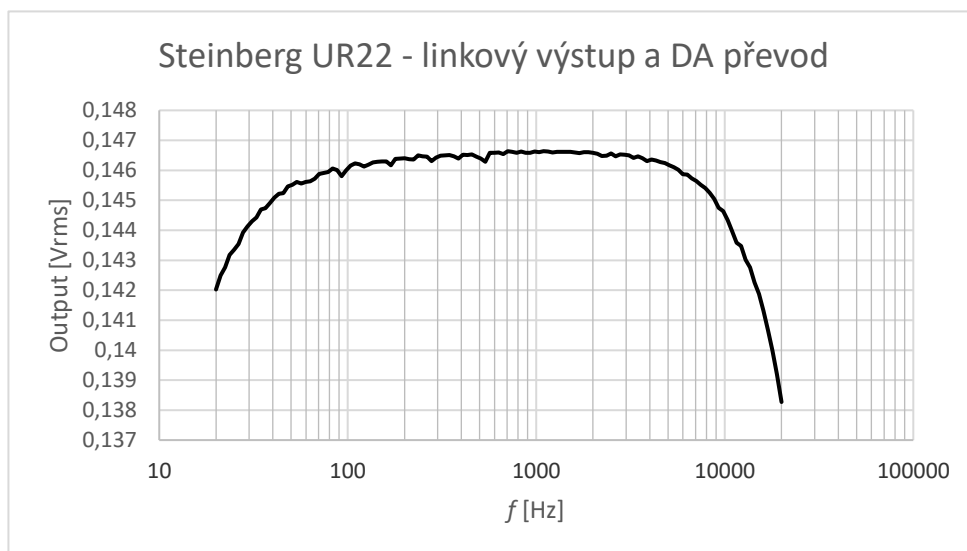
Protože v prvním měření v předchozí kapitole došlo ke zkreslení výsledků měření kvůli použitému mikrofonu, zabývá se tato kapitola hardwarem použitým pro měření. Výsledky v této kapitole dokládají téměř nulový vliv na výsledky nebo jejich zkreslení.

10.4.1 Zvuková karta

Jako zvuková karta byla použita karta Steinberg UR 22. Pro měření byl použit audio analyzátor Audio Precision APx515 B. Výsledná frekvenční charakteristika vstupního zesilovače je na obrázku 10.7 a linkového výstupu na obrázku 10.8.



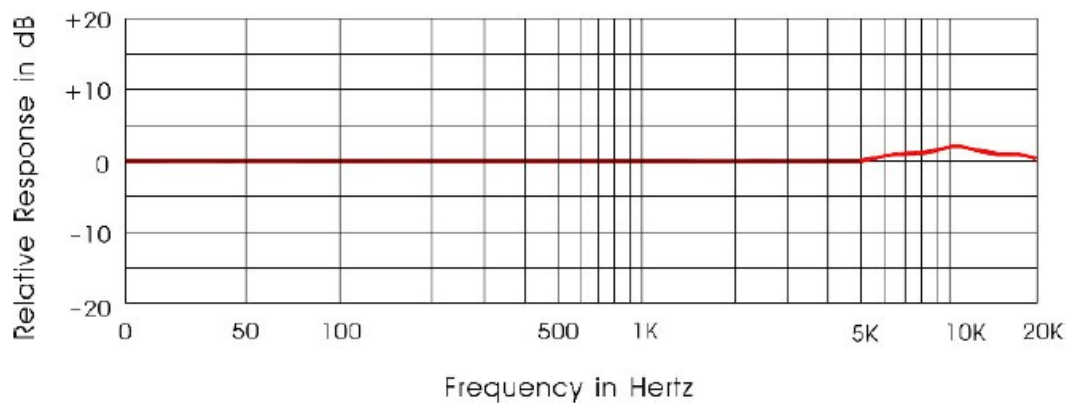
Obrázek 10.7 Frekvenční charakteristika mikrofonního vstupu zvukové karty.



Obrázek 10.8 Frekvenční charakteristika linkového výstupu zvukové karty.

10.4.2 Měřicí mikrofon

Jako měřicí mikrofon byl použit dbx RTA-M. Jedná se o kondenzátorový mikrofon s omnidirekční směrovou charakteristikou. Jeho frekvenční charakteristika je na obrázku 10.9, převzato z přílohy C.



Obrázek 10.9 Frekvenční charakteristika měřicího mikrofonu.

11. POSLECHOVÉ TESTY

Protože byla v době psaní bakalářské práce v platnosti omezení z důvodu pandemie COVID-19, bylo nutné navrhnout poslechové testy tak, aby mohly proběhnout distančně. Jako forma testu byl zvolen poslechový blind test AB*X. Tyto testy se často používají pro porovnání různé kvality audio komprese mezi různými vzorky. Retrospektivně to nebyla nejvhodnější volba, neboť při zkoumání vlivu místnosti na pozici posluchače není poslech na sluchátkách dostačující. Vhodnější metodou pro dálkový test by byl test na základě preference – shootout test.

11.1 Sestavení poslechového testu

Pro poslechový test byly vybrány ukázky 3 hudebních stylů (rock, jazz a klasická hudba) a mluvené slovo. Každá ukázka byla filtrována funkcí *filter* s příslušnou impulsní odezvou bodu, a nakonec interpolovanou impulsní odezvou. Všechny odezvy byly zkráceny na 3000 vzorků, což při vzorkovacím kmitočtu 48 kHz odpovídá 0,0625 s. Při převrácení hodnoty délky ukázky pak dostaneme počáteční frekvenci spodního rozsahu 16 Hz. Délka 3000 vzorků byla vybrána zejména z důvodu zamezení projevu reverberace odezev v ukázkách. Výsledné ukázky pak byly uloženy do souboru .wav o délce 5 až 7 sekund. Ukázky byly rozřazeny do dvojic rock + slovo, rock + jazz, jazz + klasika a klasika + slovo. Celkový počet ukázek v jednom poslechovém testu byl 8 ukázek pro každou místnost.

11.2 Výsledky poslechových testů

Ukázky obsahující rock obdrželo 6 respondentů, jazz a mluvené slovo 5 respondentů a klasickou hudbu 4 respondenti. Čím vyšší počet respondentů rozpoznal neznámou ukázkou, tím více je rozdíl mezi interpolovanou a změřenou odezvou identifikovatelný.

Tabulka 11.1 Počet respondentů, kteří úspěšně identifikovali neznámý vzorek při poslechovém testu v místnosti obývací pokoj.

<i>Bod místnosti</i>	Jazz	Rock	Mluvené slovo	Klasická hudba
[00, 00]	5	x	5	x
[00, 75]	5	x	5	x
[25, 25]	5	x	5	x
[25, 50]	5	x	4	x
[50, 25]	x	5	x	3
[50, 50]	x	6	x	2
[75, 00]	x	6	x	4
[75, 75]	x	6	x	4

Tabulka 11.2 Počet respondentů, kteří úspěšně identifikovali neznámý vzorek při poslechovém testu v místnosti nahrávacího studia.

<i>Bod místnosti</i>	Jazz	Rock	Mluvené slovo	Klasická hudba
[00, 00]	4	x	5	x
[00, 75]	5	x	5	x
[25, 25]	4	x	4	x
[25, 50]	5	x	5	x
[50, 25]	x	5	x	1
[50, 50]	x	6	x	4
[75, 00]	x	6	x	3
[75, 75]	x	6	x	4

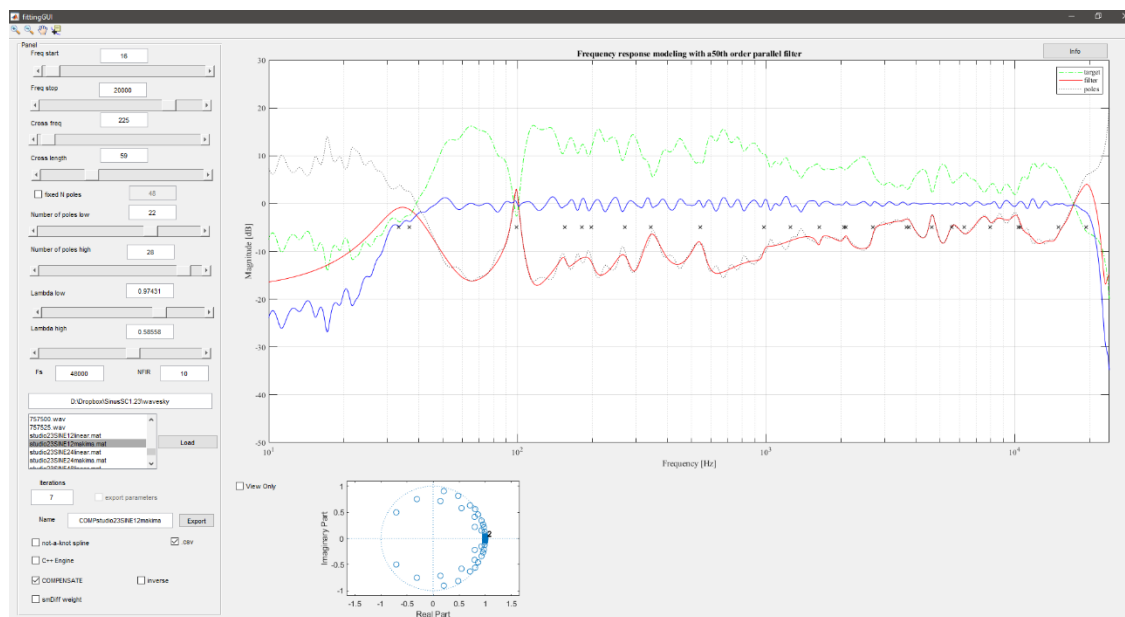
Tabulka 11.3 Počet respondentů, kteří úspěšně identifikovali neznámý vzorek při poslechovém testu v místnosti SC 1.23.

<i>Bod místnosti</i>	Jazz	Rock	Mluvené slovo	Klasická hudba
[00, 00]	5	x	4	x
[00, 75]	4	x	5	x
[25, 25]	5	x	5	x
[25, 50]	5	x	5	x
[50, 25]	x	6	x	4
[50, 50]	x	6	x	4
[75, 00]	x	6	x	4
[75, 75]	x	6	x	4

Ačkoliv by interpolovaná impulsní odezva měla částečně reprezentovat všech 64 původních odezev, ze kterých je spočítána, nelze jednoznačně určit, o jak velké rozdíly se jedná. Výsledky by mohly implikovat, že pro blízké body [50, 25, 0] a [50, 50, 0] je interpolovaná odezva nerozeznatelná od skutečných, ale toto tvrzení by bylo třeba podložit dalším výzkumem. V návaznosti na spočítané odchylky v kapitole 9 ani nelze určit korelaci mezi velikostí odchylky a výsledky subjektivních poslechových testy. Výsledky lze zpřesnit větším počtem respondentů a provedením testů přímo v místnostech, kdy by byly porovnávány kompenzace jednotlivých bodů a kompenzace interpolované odezvy.

12. KOMPENZACE INTERPOLOVANÝCH ODEZEV

Pro kompenzaci interpolovaných odezví bylo využito knihovny paralelních kmitočtových filtrů Ing. Matouše Vrbíka. V uživatelském prostředí programu FittingGUI byly nejdříve načteny .mat soubory, vygenerované funkcí smoothTF, obsahující sloupcový vektor s hodnotami kmitočtů a sloupcový vektor s hodnotou magnitudy. Následovalo zvolení vhodných hodnot parametrů λ , zvolení počtu pólů, zvolení kmitočtového rozsahu a určení vzorkovací frekvence. Následný model frekvenční odezvy byl poté kompenzován tlačítkem compensate. Na obrázku 12.1 je pak screenshot z rozhraní programu s nastavenými parametry a kompenzací. Výsledné soubory .csv s parametry koeficientů a, b a FIR jsou k nalezení v příloze D.



Obrázek 12.1 Screenshot z uživatelského prostředí fittingGUI.

ZÁVĚR

V rámci práce byly změřeny celkem tři akustické prostory. Jeden bez akustického ošetření s reproduktorovou soustavou spotřebitelské kvality, nahrávací studio se studiovou technikou, ale amatérsky ošetřené, a laboratorní studio SC 1.23 s profesionální studiovou technikou a profesionálně akusticky ošetřené. Ve všech prostorech bylo provedeno měření impulsních odezev 64 bodů pomocí dvou měřících signálů. Jedna místnost byla měřena pomocí obyčejného kondenzátorového mikrofону, což mělo vliv na výsledky výpočtů v této místnosti, ale pro následné porovnání frekvenční charakteristiky jednotlivých bodů a průměrné odezvy je dostačující. Zbylé dvě místnosti byly proměřeny za pomoci měřícího mikrofону. Vliv použité techniky byl prozkoumán proměřením použité zvukové karty a s využitím datasheetu měřícího mikrofону bylo zjištěno, že na výsledky měření měla minimální vliv.

Následovalo prozkoumání metod interpolace pro výpočet průměrné impulzní odezvy v prostředí MATLAB. Na základě objektivní chyby RMSE byla vybrána jako nejvhodnější interpolační metoda makima. Následoval výpočet průměrné odezvy všech tří místností a výpočet chyby pro každý z 64 bodů. Výsledky interpolace by se daly hodnotit jako dostatečné, pro výpočet průměrných odezev by se ale daly prozkoumat možnosti neuronových sítí a strojového učení.

Poslechové testy AB*X pak proběhly porovnáním osmi bodů s výslednou průměrnou odezvou pro všechny tři místnosti. Protože tyto testy proběhly distančně, nelze jejich výsledky považovat za příliš směrodatné, ačkoliv prokázaly, že pro nejbližší body pomyslnému středu krychle je subjektivní rozdíl méně znatelný. Výsledky těchto poslechových testů lze dále zpřesnit větším počtem respondentů a provedením testů v měřených místnostech. Dalším zpřesněním výsledků by mohl být subjektivní shootout test pro zjištění preferované odezvy místnosti s využitím kompenzací pro různé body místnosti.

V závěru pak proběhla kompenzace všech interpolovaných odezev pomocí knihovny paralelních kmitočtových filtrů.

LITERATURA

- [1] KUTTRUFF, Heinrich. *Room Acoustics: Fifth Edition* [e-book]. Taylor & Francis e-Library, 2009 [cit. 2020-12-1]. ISBN 0-203-87637-7.
- [2] COLIN, Hansen. FUNDAMENTALS OF ACOUSTICS [online]. [cit. 2020-12-1]. Dostupné z:
https://www.researchgate.net/publication/228726743_Fundamentals_of_acoustics
- [3] SYROVÝ, Václav. *Hudební akustika*. 3., dopl. vyd. V Praze: Akademie múzických umění, 2013. Akustická knihovna Zvukového studia Hudební fakulty AMU. ISBN 978-80-7331-297-8.
- [4] FICKER, Tomáš. *Doba dozvuku místnosti* [online]. [cit. 2020-12-2]. Dostupné z:
<https://www.fce.vutbr.cz/fyz/ficker.t/navod.pdf>
- [5] HAK, Constant, Remy WENMAEKERS a L.C.J. VAN LUXEMBOURG. *Measuring Room Impulse Responses: Impact of the Decay Range on Derived Room Acoustic Parameters* [online]. [cit. 2020-12-2]. Dostupné z:
https://www.researchgate.net/publication/263749388_Measuring_Room_Impulse_Responses_Impact_of_the_Decay_Range_on_Derived_Room_Acoustic_Parameters
- [6] MIŠUREC, Jiří a Zdeněk SMĚKAL. *Číslíkové zpracování signálů* [online]. 2011 [cit. 2020-12-8]. Dostupné z:
<https://moodle.vutbr.cz/mod/resource/view.php?id=89154>. Skripta. VUT v Brně FEKT.
- [7] MACH, Václav. *Akustická měření v reálném prostředí* [online]. 2009 [cit. 2020-12-1]. Dostupné z:
https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=16201. FEKT VUT v Brně. Vedoucí práce Ing. Ivan Míča.
- [8] STAN, Guy-Bart, Jean-Jacques EMBRECHTS a Dominique ARCHAMBEAU. *Comparison of different impulse response measurement techniques* [online]. Duben 2002 [cit. 2020-12-2]. Dostupné z:
https://www.researchgate.net/publication/242019371_Comparison_of_different_impulse_response_measurement_techniques
- [9] OLESEN, Søren Krarup, Jan PLOGSTIES, Pauli MINNAAR a Flemming MØLLER. *An improved MLS measurement system for acquiring room impulse responses* [online]. 2000 [cit. 2020-12-2]. Dostupné z:
https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/227975646/2000_Olesen_et_al_NORSIG_Kolm_rden.pdf
- [10] HEE, Jens. *Impulse response measurements using MLS* [online]. Srpen 2003 [cit. 2020-12-2]. Dostupné z: <http://jenshee.dk/signalprocessing/mls.pdf>

- [11] MENG, Q, D. SEN, S. WANG a L. HAYES. *Impulse response measurement with sine sweeps and amplitude modulation schemes* [online]. 17. prosince 2008 [cit. 2020-12-1]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4813749>
- [12] HOLTERS, Martin, Tobias CORBACH a Udo ZÖLZER. *IMPULSE RESPONSE MEASUREMENT TECHNIQUES AND THEIR APPLICABILITY IN THE REAL WORLD* [online]. září 2009 [cit. 2020-12-11]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/242019358_Impulse_Response_Measurement_Techniques_and_their_Applicability_in_the_Real_World
- [13] HEE, Jens. *Sine and Sine Sweep measurements* [online]. Prosinec 2018 [cit. 2020-12-3]. Dostupné z: <http://jenshee.dk/signalprocessing/sweepmeas.pdf>
- [14] VASEGHI, Saeed V. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction, : Second Edition* [online]. 2001 [cit. 2020-12-11]. ISBN 0-470-84162-1.
- [15] RŮŽIČKOVÁ, Irena a Rudolf HLAVIČKA. *Numerické metody* [online]. [cit. 2020-12-8]. Skripta. VUT v Brně FSI.
- [16] BAKER, Timothy J. *INTERPOLATION FROM A CLOUD OF POINTS* [online]. [cit. 2020-12-7]. Dostupné z: <https://imr.sandia.gov/papers/imr12/baker03.pdf>
- [17] OLIVÍK, Stanislav. *Ukázka možností interpolace dat v softwaru Matlab* [online]. [cit. 2020-12-8]. Dostupné z: <https://mat.fsv.cvut.cz/komisevstev/13/prispevky/olivik.pdf>. Příspěvek. Fakulta stavební ČVUT v Praze.
- [18] BANK, B. Perceptually Motivated Audio Equalization Using Fixed-Pole Parallel Second-Order Filters. *IEEE Signal Processing Letters* [online]. 2008, **15**, 477-480 [cit. 2021-5-29]. ISSN 1070-9908. Dostupné z: doi:10.1109/LSP.2008.921473
- [19] KARJALAINEN, M., A. HARMA, U.K. LAINE a J. HUOPANIEMI. Warped filters and their audio applications. *Proceedings of 1997 Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics* [online]. IEEE, 1997, , 4- [cit. 2021-5-29]. ISBN 0-7803-3908-8. Dostupné z: doi:10.1109/ASPAA.1997.625615

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

RMSE	Root-mean-square error
------	------------------------

Symboly:

c	rychlost zvuku	(m/s)
r_c	kritická vzdálenost	(m)
v	akustická rychlost	(m/s)
P	akustický výkon	(W)
P_m	měrný akustický výkon	(W)
I	intenzita zvuku	(W/m ²)
Z_A	akustická impedance	(Pa·s/m)
N	hlasitost	(son)
L_N	hlasitost	(fon)
w_0	ustálená hodnota akustické energie	(J)
f	frekvence	(Hz)
f_s	Schroederova frekvence	(Hz)
α	koeficient absorpce	(-)
T	perioda, čas dozvuku	(s)
$RT20$	doba dozvuku pokles 20 dB	(s)
$RT30$	doba dozvuku pokles 30 dB	(s)
EDT	počáteční doba dozvuku	(s)
$D50$	zřetelnost	(%)
$C50$	jasnost	(dB)
$C80$	míra jasnosti	(dB)
TS	těžišťový čas	(s)
f_{vz}	vzorkovací frekvence	(Hz)

SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A – SKRIPTY A FUNKCE MATLAB

PŘÍLOHA B – NAMĚŘENÉ IMPULNÍ ODEZVY

PŘÍLOHA C – DATASHEET MĚŘÍCÍHO MIKROFONU

PŘÍLOHA D – VÝSLEDNÉ KOEFICIENTY FILTRŮ PRO KOMPENZACI